



XA-10055
PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of:

Toyokazu HORI et al.

Appln. No.: 10/809,898

Group Art Unit: 2661

Filed: March 26, 2004

For: OFDM DEMODULATION METHOD AND SEMICONDUCTOR INTEGRATED
CIRCUIT DEVICE

* * *

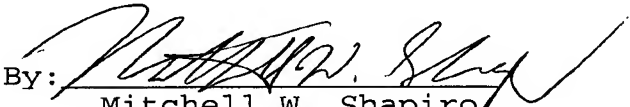
CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 U.S.C. § 119

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Applicants hereby claim the priority of Japanese Patent
Application No. 2003-094842 filed March 31, 2003, and submit
herewith a certified copy of said application.

Respectfully submitted,

By: 
Mitchell W. Shapiro
Reg. No. 31,568

MWS:sjk

Miles & Stockbridge P.C.
1751 Pinnacle Drive
Suite 500
McLean, Virginia 22102-3833
(703) 903-9000

August 9, 2004

10/809,898

G-AU 2661

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
る事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 3 月 3 1 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 9 4 8 4 2
Application Number:
[J P 2 0 0 3 - 0 9 4 8 4 2]

願 人 株式会社ルネサステクノロジ
Applicant(s):

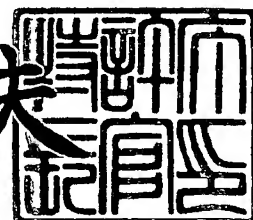
BEST AVAILABLE COPY

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2 0 0 4 年 6 月 3 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 H02018191

【提出日】 平成15年 3月31日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 11/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 堀 仁一

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 野上 博志

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 羽深 敏人

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 井之川 直人

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 高田 一幸

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社日立製作所

【代理人】

【識別番号】 100089071
【弁理士】
【氏名又は名称】 玉村 静世
【電話番号】 03-5217-3960

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011040
【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 OFDM復調方法及び半導体集積回路

【特許請求の範囲】

【請求項1】 プリアンブルとそれに後続するデータ伝送用シンボルを有し前記プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されているOFDMパケットを入力する処理と、

入力した前記プリアンブルを用いて受信側で発生するDCオフセットの推定を行う処理と、

入力したデータ伝送用シンボルに対し前記DCオフセットの推定結果に基づくDCオフセットの補正を行う処理と、

DCオフセット補正が行われたデータ伝送用シンボルの復調を行う処理と、を含むことを特徴とするOFDM復調方法。

【請求項2】 入力した前記プリアンブルの周波数オフセットの補正を行う処理を含み、前記周波数オフセットが補正されたプリアンブルを用いて前記DCオフセットの推定を行うことを特徴とする請求項1記載のOFDM復調方法。

【請求項3】 前記DCオフセットの推定を行う処理は、入力したプリアンブルに対し、当該プリアンブルのサブキャリア間隔よりも狭い帯域を通過帯域としたローパスフィルタ処理を行うことを特徴とする請求項1記載のOFDM復調方法。

【請求項4】 前記DCオフセットの推定を行う処理は、前記周波数オフセット補正に用いられる発振器の出力値が最大となる任意の時刻をゼロとし時刻範囲が $-T$ から T までの期間となる前記周波数オフセット補正されたプリアンブルに対し、前記プリアンブルのサブキャリア間隔よりも狭い帯域を通過帯域としたローパスフィルタ処理を行うことを特徴とする請求項2記載のOFDM復調方法。

【請求項5】 プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されているOFDMパケットを入力する第1処理と、

入力したプリアンブルを用いて周波数オフセットの推定を行い周波数オフセッ

ト推定値を出力する第2処理と、

入力したプリアンブルに対して前記周波数オフセット推定値に基づき周波数オフセットの補正を行う第3処理と、

前記周波数オフセットが補正されたプリアンブルを用いてDCオフセット値の推定を行いDCオフセット推定値を出力する第4処理と、

データ伝送用シンボルに対し前記DCオフセット推定値に基づきDCオフセットの補正を行う第5処理と、

DCオフセットの補正されたデータ伝送用シンボルに対し前記周波数オフセット推定値に基づき周波数オフセットの補正を行う第6処理と、

第6処理の結果に対してOFDM復調を行う第7処理とを含むことを特徴とするOFDM復調方法。

【請求項6】 前記第4処理は積分フィルタ処理を含むことを特徴とする請求項5記載のOFDM復調方法。

【請求項7】 プリアンブルとそれに後続するデータ伝送用シンボルを有し前記プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されているOFDMパケットを入力して復調する半導体集積回路であって、

入力した前記プリアンブルを用いて受信側で発生するDCオフセットの推定を行うDCオフセット推定部と、

入力したデータ伝送用シンボルに対し前記DCオフセットの推定結果に基づくDCオフセットの補正を行うDCオフセット補正部と、

DCオフセット補正が行われたデータ伝送用シンボルの復調を行う復調処理部と、を含むことを特徴とする半導体集積回路。

【請求項8】 入力した前記プリアンブルの周波数オフセットの補正を行う周波数オフセット補正部を含み、

前記DCオフセット補正部は前記周波数オフセットが補正されたプリアンブルを用いて前記DCオフセットの推定を行うことを特徴とする請求項7記載の半導体集積回路。

【請求項9】 前記DCオフセット推定部は、入力したプリアンブルに対し

、当該プリアンブルのサブキャリア間隔よりも狭い帯域を通過帯域としたローパスフィルタを有することを特徴とする請求項7記載の半導体集積回路。

【請求項10】 前記DCオフセット推定部は、前記周波数オフセット補正に用いられる発振器の出力値が最大となる任意の時刻をゼロとし時刻範囲が-TからTまでの期間となる前記周波数オフセット補正されたプリアンブルに対し、前記プリアンブルのサブキャリア間隔よりも狭い帯域を通過帯域としたローパスフィルタを有することを特徴とする請求項8記載の半導体集積回路。

【請求項11】 周波数オフセット推定部、周波数オフセット補正部、DCオフセット推定部、及びDCオフセット補正部を有し、プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されているOFDMパケットを入力して復調する半導体集積回路であって、

受信したOFDM信号を前記周波数オフセット推定部に入力して周波数オフセットの推定を行い周波数オフセット推定値を出力し、

前記受信したOFDM信号を前記周波数オフセット補正部に入力して前記周波数オフセット推定値に基づき周波数オフセットの補正を行い周波数オフセット補正信号を出力し、

前記周波数オフセット補正信号を前記DCオフセット推定部に入力してDCオフセット値の推定を行いDCオフセット推定値を出力し、

前記周波数オフセット補正信号をDCオフセット補正部に入力して前記DCオフセット推定値に基づきDCオフセットの補正を行うことを特徴とする半導体集積回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 以下、OFDMと略す) を用いたデジタル伝送システムに係り、特にOFDM復調装置で発生するDCオフセットを補正するOFDM復調方法およびその方法を適用する半導体集積回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、デジタルテレビ放送や無線 LAN など広帯域デジタル通信を実現する伝送方式として OFDM 伝送方式が普及している。この OFDM 伝送方式はマルチキャリア伝送方式の 1 つで、互いに直交する複数のサブキャリアにデジタル変調を行う伝送方式であることから、広帯域のデジタル通信を実現できるという特徴を持っている。しかしながら OFDM 伝送方式はサブキャリアの周波数間隔が比較的狭いために、サブキャリアの復調に高い精度を要求しており、特に OFDM 復調装置の A/D 変換器などアナログ部で発生する DC オフセットはサブキャリアの復調に対して大きな影響を与えることから OFDM 復調性能の低下を招く。そのため、この DC オフセットを補正しその影響を小さくすることが OFDM 復調装置の性能を向上させる点で極めて重要である。

【0003】

DC オフセットを補正する従来の OFDM 復調装置において、チャネル中心周波数を中心に変調された OFDM 信号はアンテナで受信され、RF 部へ入力される。RF 部は受信した信号を増幅し、周波数変換部にてチャネル中心周波数の信号を中間周波数に周波数変換し、I/Q 分離を行って、ベースバンド信号である I 信号と Q 信号に変換する。ベースバンド信号に変換された I および Q 信号はアナログ信号であり、夫々 A/D 変換器で時間離散、振幅離散化されたデジタル信号に変換される。このデジタル化されたベースバンド信号はベースバンド部の DC オフセット推定部に入力される。DC オフセット推定部は A/D 変換器などで発生した DC オフセット値を推定する機能をもつ。例えば特許文献 1 記載の技術では、OFDM ベースバンド信号に含まれるヌルシンボル期間の平均電圧を計測することにより DC オフセット値を推定する。ここでヌルシンボルとは無信号状態のシンボルを表すもので、例えば社団法人電波産業会で規格されたワイヤレス 1394 システム (ARIB STD-T72) では OFDM パケットの先頭にヌルシンボルが存在する。この方法によると常にパケットに含まれるヌルシンボルを使って DC オフセットを推定するため、パケット毎に最適な DC オフセット値を得ることができる。DC オフセット推定部で推定された DC オフセットは、DC オフセット補正部に入力され前記 A/D 変換器の基準電圧を調整し DC オフ

セット電圧を補正する。DCオフセットの補正が終了した後、前記A/D変換器から入力された信号はDCオフセット推定部を通過してOFDM復調処理部に入力され、入力されたOFDM信号はOFDM復調処理部で復調処理が行なわれ、OFDM送信機から送られたデータを復元する。

【0004】

【特許文献1】

特開平6-326739号公報

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、前記の従来技術を利用して例えば無線LANの国際規格であるIEEE802.11aに準拠したOFDMパケットの復調を行う場合、以下に示す問題点のあることが本発明者によって見出された。

【0006】

即ち、IEEE802.11aを含む一般的なOFDMパケットの構成例を示す。OFDMパケット先頭は固定パターンであるプリアンブルが配置される。プリアンブルは最小周期 T_p を持つ固定パターンが1回以上繰り返されて構成されている。ベースバンドにおけるプリアンブルのI信号もしくはQ信号の振幅スペクトルには、後述するデータ伝送用シンボルのサブキャリア間隔を f_s としたとき、隣接するサブキャリアとの間隔が $p \times f_s$ [Hz]となるようにサブキャリアが配置されている。このプリアンブルを用いて信号検出が行なわれ、続いてアンテナダイバーシティ制御等が行なわれる。

【0007】

プリアンブルに続いて固定パターンである伝送路推定用シンボルが続く。ベースバンドにおける伝送路推定用シンボルのI信号もしくはQ信号の振幅スペクトルには、データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔 f_s と同一となる間隔を持って周波数 $f = 0$ [Hz]から周波数が正の方向に複数のサブキャリアが配置される。

【0008】

伝送路推定用シンボルに続いてデータ伝送用シンボルが伝送される。データ伝

送用シンボルの振幅スペクトルは伝送路推定用シンボルの振幅スペクトルにおけるサブキャリア配置と同じであり、そのサブキャリア間隔は f_s となる。IEEE 802.11a 規格では前記伝送路推定用シンボルの後にシグナルシンボルおよびデータシンボルと呼ばれるデータ伝送用シンボルが続く。シグナルシンボルにはパケットの伝送速度とパケット長が記載されており、パケット長で示されたデータを伝送するために必要な $(N-1)$ 回だけデータシンボルが繰り返される。

【0009】

プリアンブルと伝送路推定用シンボルはパケットによらず固定したパターンであるのに対して、データ伝送用シンボルは OFDM パケットにより伝送されるデータは異なるため固定パターンとはならない。

【0010】

このように、IEEE 802.11a の OFDM パケット構成では、無信号期間であるヌルシンボルが定義されていない。また IEEE 802.11a 規格などのパケット通信においては OFDM パケットの到着時刻を予め知ることはできない。したがってヌルシンボルもしくは OFDM パケット期間外の無信号期間から直接 DC オフセットを推定することはできないという問題がある。

【0011】

本発明の目的は、ヌルシンボルが定義されていない OFDM パケットにおいて DC オフセットを推定し、その推定値に基づいて DC オフセット補正を行うことが可能な OFDM 復調方法を提供することにある。

【0012】

本発明の別の目的はそのような OFDM 復調方法を適用して OFDM 復調性能を向上させることのできる半導体集積回路を提供することにある。

【0013】

本発明の前記並びにその他の目的と新規な特徴は本明細書の記述及び添付図面から明らかになるであろう。

【0014】

【課題を解決するための手段】

〔1〕本願発明に係る OFDM 復調方法は、プリアンブルとそれに後続するデータ伝送用シンボルを有し前記プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されている OFDM パケットを入力する処理と、入力した前記プリアンブルを用いて受信側で発生する DC オフセットの推定を行う処理と、入力したデータ伝送用シンボルに対し前記 DC オフセットの推定結果に基づく DC オフセットの補正を行う処理と、DC オフセット補正が行われたデータ伝送用シンボルの復調を行う処理と、を含む。上記方法によれば、OFDM パケットのプリアンブルを用いて DC オフセット推定を行うから、ヌルシンボルが定義されていなくても、DC オフセットを推定してその推定値に基づいて DC オフセット補正を行うことができる。

【0015】

周波数オフセットを考慮すれば、入力した前記プリアンブルの周波数オフセットの補正を行う処理を含み、前記周波数オフセットが補正されたプリアンブルを用いて前記 DC オフセットの推定を行えば、DC オフセットと共に周波数オフセットをキャンセルしてデータ伝送用シンボルの復調が可能になる。

【0016】

DC オフセットの推定処理は、例えば入力したプリアンブルに対し、当該プリアンブルのサブキャリア間隔よりも狭い帯域を通過帯域としたローパスフィルタ処理を行うことによって実現することができる。前記周波数オフセットを補正したプリアンブルから DC オフセットを推定する場合には、周波数オフセットが補正されたプリアンブルの DC オフセット成分 ($dci \cdot \sin 2\pi f_0 t$ 、 $dcq \cdot \cos 2\pi f_0 t$ 、 $dcq \cdot \sin 2\pi f_0 t$ 、 $dci \cdot \cos 2\pi f_0 t$ 、) は周波数シフトしているから、DC オフセット成分の周波数シフトによる周期性 $1/f_0$ とベースバンド信号の周期性は必ずしも一致しない。そのため単純平均により DC オフセットを推定する場合、上記周期性の違いにより単純平均する区間を定めることができず、DC オフセットの推定ができない。そこで、前記 DC オフセットの推定を行う処理は、前記周波数オフセット補正に用いられる発振器の出力値が最大となる任意の時刻をゼロとし時刻範囲が $-T$ から T までの期間となる前記周波数オフセット補正されたプリアンブルに対し、前記プリアンブ

ルのサブキャリア間隔よりも狭い帯域を通過帯域としたローパスフィルタ処理を行えばよい。 $\sin 2\pi f_0 t$ は奇関数であるためその時間平均値はゼロとなるから、そのようなローパスフィルタ処理により、 $dc_q \cdot \sin 2\pi f_0 t$ および $dc_i \cdot \sin 2\pi f_0 t$ の項についてその時間平均はゼロとなり、 $dc_q \cdot \cos 2\pi f_0 t$ 、 $dc_i \cdot \cos 2\pi f_0 t$ の項についての時間平均によって、DCオフセットの推定が可能となる。

【0017】

本願発明の別の観点によるOFDM復調方法は、プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されているOFDMパケットを入力する第1処理と、入力したプリアンブルを用いて周波数オフセットの推定を行い周波数オフセット推定値を出力する第2処理と、入力したプリアンブルに対して前記周波数オフセット推定値に基づき周波数オフセットの補正を行う第3処理と、前記周波数オフセットが補正されたプリアンブルを用いてDCオフセット値の推定を行いDCオフセット推定値を出力する第4処理と、データ伝送用シンボルに対し前記DCオフセット推定値に基づきDCオフセットの補正を行う第5処理と、DCオフセットの補正されたデータ伝送用シンボルに対し前記周波数オフセット推定値に基づき周波数オフセットの補正を行う第6処理と、第6処理の結果に対してOFDM復調を行う第7処理とを含む。前記第4処理は例えば積分フィルタ処理を含む。

【0018】

〔2〕本発明に係る半導体集積回路は、プリアンブルとそれに後続するデータ伝送用シンボルを有し前記プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されているOFDMパケットを入力して復調するものであり、入力した前記プリアンブルを用いて受信側で発生するDCオフセットの推定を行うDCオフセット推定部と、入力したデータ伝送用シンボルに対し前記DCオフセットの推定結果に基づくDCオフセットの補正を行うDCオフセット補正部と、DCオフセット補正が行われたデータ伝送用シンボルの復調を行う復調処理部と、を含んで成る。これにより、OFDMパケットのプリアンブルを用いてDCオフセット推定を行うから、ヌルシンボルが定義され

ていなくても、DCオフセットを推定してその推定値に基づいてDCオフセット補正を行うことができる。

【0019】

周波数オフセットを考慮する場合には、入力した前記プリアンプの周波数オフセットの補正を行う周波数オフセット補正部を含め、前記DCオフセット補正部は前記周波数オフセットが補正されたプリアンプを用いて前記DCオフセットの推定を行う。

【0020】

前記DCオフセット推定部は、例えば、前記周波数オフセット補正に用いられる発振器の出力値が最大となる任意の時刻をゼロとし時刻範囲が $-T$ から T までの期間となる前記周波数オフセット補正されたプリアンプに対し、前記プリアンプのサブキャリア間隔よりも狭い帯域を通過帯域としたローパスフィルタを有する。

【0021】

本発明の別の観点による半導体集積回路は、周波数オフセット推定部、周波数オフセット補正部、DCオフセット推定部、及びDCオフセット補正部を有し、プリアンプのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されているOFDMパケットを入力して復調するものであって、受信したOFDM信号を前記周波数オフセット推定部に入力して周波数オフセットの推定を行い周波数オフセット推定値を出力する。前記受信したOFDM信号を前記周波数オフセット補正部に入力して前記周波数オフセット推定値に基づき周波数オフセットの補正を行い周波数オフセット補正信号を出力する。前記周波数オフセット補正信号を前記DCオフセット推定部に入力してDCオフセット値の推定を行いDCオフセット推定値を出力する。前記周波数オフセット補正信号をDCオフセット補正部に入力して前記DCオフセット推定値に基づきDCオフセットの補正を行う。

【0022】

【発明の実施の形態】

《OFDM復調方法》

本発明に係る OFDM 復調方法について説明する。OFDM 復調方法は、例えば、無線 LAN (Local Area Network) の国際規格である IEEE 802.11a に準拠した OFDM パケットの復調を行う方法である。

【0023】

図 4 に IEEE 802.11a を含む一般的な OFDM パケットの構成例を示す。OFDM パケット先頭は固定パターンであるプリアンブル 41 が配置される。プリアンブル 41 は最小周期 T_p を持つ固定パターンが 1 回以上繰り返されて構成されている。図 7 の (a) はベースバンドにおけるプリアンブル 41 の I 信号もしくは Q 信号の振幅スペクトルを示し、その振幅スペクトルは後述するデータ伝送用シンボル 43_N のサブキャリア間隔を f_s としたとき、隣接するサブキャリアとの間隔が $p \times f_s$ [Hz] となるようにサブキャリアが配置されている。ただし、ここで p は $1 < p$ となる自然数とし、各々のサブキャリアにおいて $1 < p$ を満たせば良いものとする。このプリアンブル 41 を用いて信号検出を行い、続いてアンテナダイバーシティ制御、自動ゲイン調整 (Automatic Gain Control: 以下 AGC と略す) および周波数オフセット推定及びタイミング同期を行って OFDM 復調時に S/N 比の高い受信信号を得る。IEEE 802.11a 規格ではこのプリアンブル 41 はショートシンボルと呼ばれ、 $f_s = 312.5$ [kHz]、 $p = 4$ である。

【0024】

プリアンブル 41 に続いて固定パターンである伝送路推定用シンボル 42 が続く。図 7 の (b) はベースバンドにおける伝送路推定用シンボルの I 信号もしくは Q 信号の振幅スペクトルを示しており、データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔 f_s と同一となる間隔を持って周波数 $f = 0$ [Hz] から周波数が正の方向に複数のサブキャリアが配置される。IEEE 802.11a 規格ではこの伝送路推定用シンボルはロングシンボルと呼ばれ、高精度の周波数オフセット推定及び伝送路推定を行うことが規格に記載されている。

【0025】

伝送路推定用シンボル 42 に続いてデータ伝送用シンボル 43₁、43₂、…、43_N (N は自然数とする) が伝送される。データ伝送用シンボルの振幅スペ

クトルは図7の(b)に示すように伝送路推定用シンボル42の振幅スペクトルにおけるサブキャリア配置と同じであり、そのサブキャリア間隔は f_s となる。IEEE 802.11a規格ではロングシンボルと呼ばれる伝送路推定用シンボルの後にシグナルシンボルおよびデータシンボルと呼ばれるデータ伝送用シンボルが続く。シグナルシンボルにはパケットの伝送速度とパケット長が記載されており、パケット長で示されたデータを伝送するために必要な $(N-1)$ 回だけデータシンボル繰り返される。

【0026】

プリアンブルと伝送路推定用シンボルはパケットによらず固定したパターンであるのに対して、データ伝送用シンボルはOFDMケットにより伝送されるデータは異なるため固定パターンとはならない。

【0027】

前記のように図4に示すIEEE 802.11aのOFDMパケット構成では、無信号期間であるヌルシンボルが定義されていない。またIEEE 802.11a規格などのパケット通信においてはOFDMパケットの到着時刻を予め知ることはできない。したがってヌルシンボルもしくはOFDMパケット期間外の無信号期間から直接DCオフセットを推定することはできない。

【0028】

以下に説明するOFDM復調方法は、ヌルシンボルが定義されていないOFDMパケットにおいてDCオフセットを推定することを可能とし、その推定値に基づいてDCオフセット補正を行うことでOFDM復調性能を向上させようとするものである。

【0029】

OFDM復調方法を理解するための前提として、先ず、図5に基いてOFDM変調およびOFDM復調における周波数オフセットとDCオフセットの発生について説明する。

【0030】

図5に示すブロック図は、送信機アップコンバージョン部51、受信機ダウンコンバージョン部52、及び受信機DCオフセット発生部53から構成される。

前記送信機アップコンバージョン部51と受信機ダウンコンバージョン部52との間は空中線路とされる。図5に示される記号の意味は以下に示すように、

f_c : チャンネル中心周波数、

Δf_u : アップコンバージョン時チャンネル中心周波数誤差、

Δf_d : ダウンコンバージョン時チャンネル中心周波数誤差、

f_0 : 周波数オフセット($\Delta f_d - \Delta f_u$)、

θ : 初期位相、

d_{ci} : DCオフセットI成分、

d_{cq} : DCオフセットQ成分、

(x, y) : 送信ベースバンドI/Q信号、

x_1 : (x, y) 送信ベースバンド信号をアップコンバージョンした信号、

(x_2, y_2) : x_1 信号をダウンコンバージョンして得られたベースバンドI/Q信号、

(x_3, y_3) : (x_2, y_2) 信号がLPFを通過した後のベースバンドI/Q信号、

(x_4, y_4) : (x_3, y_3) 信号にDCオフセットが付加されたベースバンドI/Q信号、

である。

【0031】

図5において、送信ベースバンド信号はOFDM送信機アップコンバージョン部51においてI/Q直交変調とチャンネル中心周波数への周波数変換がおこなわれ、そのOFDM信号はOFDM受信機ダウンコンバージョン部52においてベースバンド信号への周波数変換とI/Q直交検波がおこなわれてベースバンド信号に変換され、そのベースバンド信号は受信機DCオフセット付加部53においてI/Q独立にDCオフセットが付加されるものとする。

【0032】

OFDM送信機アップコンバージョン部51に入力されるベースバンドI信号を x 、ベースバンドQ信号を y （以下、 (x, y) と表す）とすると、その振幅スペクトルは図4のOFDMパケット構成で説明したように図7に示す振幅スペクトルとなる。図7に示すサブキャリア配置を持つベースバンドI/Q信号 (x, y) はOFDM送信機アップコンバージョン部51に入力される。図5に示すOFDM送信機アップコンバージョン部51は、乗算器511A、乗算器511

B、発振器 512、 90° 移相器 513、及び加算器 514 から構成される。入力されたベースバンド信号のうち I 信号 x は乗算器 511B において発振器 512 の出力と乗算され、入力されたベースバンド Q 信号 y は乗算器 511A において発振器 512 の出力信号の位相を 90° だけシフトした信号を出力する機能を持つ 90° 移相器 513 の出力と乗算される。乗算器 511A 及び乗算器 511B から出力された信号は加算器 514 において加算されて、I/Q 直交変調およびチャンネル中心周波数 f_c に周波数変換された OFDM 信号を得る。

【0033】

一般的に周波数変換する際に送信時のチャンネル中心周波数誤差 Δf_u が発生するため、図 5 に示すように発振器 512 の周波数は $f_c + \Delta f_u$ とあらわすことができる。そのため、チャンネル中心周波数 f_c に周波数変換された OFDM 信号は数 1 であらわされる。

【0034】

【数 1】

数 1

$$x_1(t) = x(t) \cos\{2\pi(f_c + \Delta f_u)t\} - y(t) \sin\{2\pi(f_c + \Delta f_u)t\}$$

【0035】

チャンネル中心周波数誤差 Δf_u に関して、IEEE 802.11a 規格ではその許容範囲はチャンネル中心周波数の $20[\text{ppm}]$ と定められており、チャンネル中心周波数 $f_c = 5[\text{GHz}]$ とした場合には $\Delta f_u = \text{約 } 100[\text{kHz}]$ 程度となる。

【0036】

前記 OFDM 送信機アップコンバージョン部 51 から出力された OFDM 信号 x_1 は OFDM 受信機ダウンコンバージョン部 52 に入力される。OFDM 受信機ダウンコンバージョン部 52 は、乗算器 521A、乗算器 521B、発振器 422、 90° 移相器 523、ローパスフィルタ（以下 LPF と記す）524A 及び LPF 524B から構成される。入力されたチャンネル中心周波数を中心周波数とする OFDM 信号は 2 分岐されて、分岐された一方の OFDM 信号は乗算器 5

21Bにおいて発振器522の出力と乗算された後LPF524Bに入力されてベースバンドI信号を出力する。分岐されたもう一方のOFMD信号は、乗算器521Aにおいて、発振器522の出力信号の位相を 90° だけシフトした信号を出力する機能を持つ 90° 移相器523の出力と乗算された後LPF524Aに入力されてベースバンドQ信号を出力する。

【0037】

前記受信機ダウンコンバージョン部52は一般的に、図3に例示されるRF部32によって構成される。即ち、チャネル中心周波数を中心に変調されたOFDM信号はアンテナ31において受信され、アンテナ31からRF部32のLNA321へ入力される。LNAはLow Noise Amplifierの略で受信した信号を増幅する機能を持ち、LNAの出力は周波数変換部322に入力される。周波数変換部322はチャネル中心周波数の信号を中間周波数に周波数変換する機能を持ち、その出力はI/Q検波器323に入力される。I/Q検波器323は中間周波数に周波数変換された信号からI/Q分離を行いベースバンド信号であるI信号とQ信号に変換する機能を持つ。

【0038】

図5の上記OFDM受信機ダウンコンバージョン部52において、OFDM信号のベースバンド帯への周波数変換とI/Q検波がおこなわれベースバンドI/Q信号(x_2 、 y_2)に変換される。この時、送信時と同様にOFDM受信機においても周波数変換時にチャネル周波数誤差 Δf_d が発生するため、図5に示すように発振器522の周波数は $f_c + \Delta f_d$ とあらわすことができ、その結果ベースバンド信号(x_2 、 y_2)は数2で表される。

【0039】

【数 2】

数2

$$\begin{cases}
 x_2(t) = x_1(t) \cos\{2\pi(f_c + \Delta f_d)t + \theta\} \\
 = \frac{1}{2} [x(t) \cos\{2\pi(2f_c + \Delta f_u + \Delta f_d)t + \theta\} + x(t) \cos\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\} \\
 - y(t) \sin\{2\pi(2f_c + \Delta f_u + \Delta f_d)t + \theta\} + y(t) \sin\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\}] \\
 y_2(t) = -x_1(t) \sin\{2\pi(f_c + \Delta f_d)t + \theta\} \\
 = \frac{1}{2} [-x(t) \sin\{2\pi(2f_c + \Delta f_u + \Delta f_d)t + \theta\} - x(t) \sin\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\} \\
 - y(t) \cos\{2\pi(2f_c + \Delta f_u + \Delta f_d)t + \theta\} + y(t) \cos\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\}]
 \end{cases}$$

【0040】

一般的に Δf_d の値は送信時と同様の値であるため、例えばIEEE 802.11a規格の場合、 $\Delta f_d = 100$ [kHz]程度となる。このように送信時周波数変換におけるチャネル中心周波数誤差と受信時周波数変換におけるチャネル中心周波数誤差が発生するため、それらの差分値 $\Delta f_d - \Delta f_u$ が受信後のベースバンドI/Q信号(x_2 、 y_2)に発生する周波数ずれとなる。このずれを周波数オフセット f_0 と定義すると、 Δf_u および Δf_d ともに誤差値であるためプラスマイナス両方の値を取りうる。したがってIEEE 802.11aの場合、周波数オフセット値 f_0 は最大約200 [kHz]程度となる。

【0041】

OFDM受信機ダウンコンバージョン部52で周波数変換とI/Q検波されたベースバンドI/Q信号はそれぞれLPF 524AおよびLPF 524Bに入力される。このLPF 524AおよびLPF 524Bは周波数変換とI/Q検波時に発生したベースバンド帯以外における不要な信号を除去する機能を持ち、このときの信号は数3に示すように周波数成分 $2f_c$ が除去された信号となる。

【0042】

【数 3】

数3

$$\begin{cases} x_3(t) \approx x(t) \cos\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\} + y(t) \sin\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\} \\ = x(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) + y(t) \sin(2\pi f_0 t + \theta) \\ y_3(t) \approx -x(t) \sin\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\} + y(t) \cos\{2\pi(\Delta f_d - \Delta f_u)t + \theta\} \\ = -x(t) \sin(2\pi f_0 t + \theta) + y(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) \end{cases}$$

【0043】

そのLPF524AもしくはLPF524B通過後の振幅スペクトルは図8に示すスペクトルであらわされ、LPF524AおよびLPF524B通過後のベースバンドI/Q信号(x3、y3)はシンボル種別に関係なく周波数オフセットf0だけ周波数シフトした振幅スペクトルとなる。

【0044】

上記OFDM送信機アップコンバージョン部51の説明は直接周波数変換方式によりI/Q変調および周波数変換することを、OFDM送信機ダウンコンバージョン部52の説明は直接周波数変換方式により周波数変換およびI/Q検波することを示しているが、他の変換方式においても周波数オフセットf0は同様に発生する。

【0045】

図5においてOFDM受信機ダウンコンバージョン部52から出力されたベースバンドI/Q信号は次にDCオフセットを付加する機能を持つOFDM受信機DCオフセット発生部53に入力される。OFDM受信機DCオフセット発生部53は加算器531Aおよび531Bから構成され、入力されるベースバンドI信号x3は加算器531AにおいてI信号に対して発生するDCオフセットdciが加算され、入力されるベースバンドQ信号y3についても同様にDCオフセットdcqが加算器531Bにおいて加算される。

【0046】

一般的にアナログのベースバンド信号をデジタル信号に変換するA/D変換器においてI/Q独立にDCオフセットが発生する。図3に従えば、I/Q検波器

323でベースバンド信号に変換されたIおよびQ信号はアナログ信号であり、これをI信号はA/D変換器33Aに、Q信号はA/D変換器33Bに入力することで時間離散、振幅離散化されたデジタル信号を得る。図5の受信機DCオフセット発生部53はこのA/D変換器でDCオフセットが発生することを説明するブロック図であり、その信号は数4であらわすようにI信号およびQ信号それぞれ独立にDCオフセットが付加されたベースバンド信号(x_4 、 y_4)となる。

【0047】

【数4】

数4

$$\begin{cases} x_4(t) = x(t)\cos(2\pi f_0 t + \theta) + y(t)\sin(2\pi f_0 t + \theta) + dci \\ y_4(t) = -x(t)\sin(2\pi f_0 t + \theta) + y(t)\cos(2\pi f_0 t + \theta) + dcq \end{cases}$$

【0048】

受信機DCオフセット発生部53から出力されるIもしくはQ信号の振幅スペクトルに関しては、DC成分をAとするとこのフーリエ変換したものは $A\delta(f)$ (ただし、 $\delta(f)$ はディラックのデルタ関数とする)となるので、図9に示すようにDC成分が振幅スペクトルの周波数ゼロ部分に存在する。このため図9の(b)に示すように伝送路推定用シンボルもしくはデータ伝送用シンボルにおいて、周波数オフセットが発生しかつDCオフセットがあるような場合にはDC成分とサブキャリアが重なっている。

【0049】

一方、図9の(a)に示すようにプリアンブルについてはDCオフセットとそれに隣接するキャリアとの間に $(p \times f_s - f_0)$ [Hz]の間隔があるため、周波数オフセット f_0 が $p \times f_s$ [Hz]より小さい場合には、DCオフセットとプリアンブルのサブキャリアが重なってしまうことがない。一例としてIEEE802.11a規格の場合、プリアンブルのサブキャリア間隔 $p \times f_s$ は1250 [kHz]であり、周波数オフセット f_0 は200 [kHz]程度である。

【0050】

以上説明した周波数オフセットおよびDCオフセットを含むベースバンド信号(x_4 、 y_4)に対して、図1の(1-1)から(1-6)までに示す処理によってOFDM復調を行う。

【0051】

図1には本発明に係るOFDM復調方法のフローチャートが示される。同図に示されるOFDM復調方法は、OFDMパケットが少なくともプリアンブルとそれより後に伝送されるデータ伝送用OFDMシンボルから構成され、前記プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用OFDMシンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されるOFDMパケットを対象とする。OFDMパケットの受信を開始しOFDM信号の検出を行うと下記(1-1)に示す処理を実行する。

【0052】

処理(1-1)ではプリアンブルを利用して周波数オフセットを推定する。続いて(1-2)の処理を実行する。

【0053】

処理(1-2)では処理(1-1)で推定された周波数オフセット値をもとに、プリアンブルの周波数オフセットを補正する。続いて(1-3)の処理を実行する。

【0054】

処理(1-3)では前記処理(1-2)で周波数オフセットが補正されたプリアンブルを利用してDCオフセットの推定を行う。DCオフセットの推定にはプリアンブルのサブキャリア間隔よりも狭い通過帯域を持つLPFを用いる。DCオフセットの推定が終了した後、(1-4)の処理を実行する。

【0055】

処理(1-4)では前記処理(1-3)で推定されたDCオフセット値に基づいてデータ伝送用シンボルのDCオフセットを補正する。DCオフセットの補正は入力されたデータ伝送用シンボルのサンプル値からDCオフセット推定値をI信号、Q信号それぞれ独立に減算することにより行う。DCオフセットの補正終了後(1-5)の処理を実行する。

【0056】

処理(1-5)では前記処理(1-1)で得られた周波数オフセット推定値に基づき、前記処理(1-4)においてDCオフセット補正されたデータ伝送用シンボルに対して、周波数オフセットの補正を行う。周波数オフセット補正終了後(1-6)の処理を実行する。

【0057】

処理(1-6)では前記処理(1-5)で周波数オフセットが補正されたデータ伝送用シンボルに対して、OFDMの復調処理を行い、送信機から送信されたデータを復元し、OFDMの復調処理を終了する。

【0058】

上記各処理の詳細を以下に説明する。最初に図1に示されるフローチャート内の処理(1-1)に示される周波数オフセット f_0 の推定は、プリアンプルの固定パターンを用いた一般的な方法で周波数オフセットの推定を実行する。周波数オフセットの推定手法の具体例は後で説明する。

【0059】

次に処理(1-2)に示される周波数オフセットの補正方法について図6に示す周波数オフセット補正部6を用いて説明する。周波数オフセット補正部6は、上記の周波数オフセット f_0 を補正する機能を持ち、乗算器61A、乗算器61B、乗算器61C、乗算器61D、発振器62、 90° 移相器63、加算器64A及び加算器64Bから構成される。受信機DCオフセット発生部53から入力されたベースバンドI信号 x_4 は、乗算器61Cにおいて発振器62の出力と乗算されて加算器64Bの一方の入力に接続され、ベースバンドQ信号 y_4 は乗算器64Dにおいて発振器62の出力信号の位相を 90° だけシフトした信号を出力する機能を持つ 90° 移相器63の出力と乗算されて加算器64Bのもう一方の入力に接続され、乗算器61Cの出力と乗算器61Dの出力が加算器64Bにおいて加算されることにより周波数オフセットが補正されたベースバンドI信号 x_5 を得る。

【0060】

また、受信機DCオフセット発生部53から入力されたベースバンドI信号は

90° 移相器 63 の出力と乗算されて加算器 64 A の一方の入力に接続され、ベースバンド Q 信号は乗算器 61 A において発振器 62 の出力と乗算されて加算器 64 A のもう一方の入力に接続され、乗算器 61 A の出力と乗算器 61 B の出力の符号反転された信号が加算器 64 A において加算されることによって周波数オフセットが補正されたベースバンド Q 信号を得る。ここで発振器 62 の周波数は処理 (1-1) 処理で推定された周波数オフセット f_0 と同じ周波数が与えられる。

【0061】

図 6 に示す受信機周波数オフセット補正部 6 により、周波数オフセットが補正された振幅スペクトルを図 10 に示す。周波数オフセットが補正された後のベースバンド信号 (x_5 、 y_5) は数 5 で表すことができる。

【0062】

【数 5】

数 5

$$\left\{ \begin{array}{l} x_5(t) = x_4(t) \cos 2\pi f_0 t - y_4(t) \sin 2\pi f_0 t \\ = \{ x(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) + y(t) \sin(2\pi f_0 t + \theta) + dci \} \cos 2\pi f_0 t \\ - \{ -x(t) \sin(2\pi f_0 t + \theta) + y(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) + dcq \} \sin 2\pi f_0 t \\ = x(t) \cos \theta + y(t) \sin \theta + dci \cdot \cos 2\pi f_0 t - dcq \cdot \sin 2\pi f_0 t \\ y_5(t) = x_4(t) \sin 2\pi f_0 t + y_4(t) \cos 2\pi f_0 t \\ = \{ x(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) + y(t) \sin(2\pi f_0 t + \theta) + dci \} \sin 2\pi f_0 t \\ + \{ -x(t) \sin(2\pi f_0 t + \theta) + y(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) + dcq \} \cos 2\pi f_0 t \\ = -x(t) \sin \theta + y(t) \cos \theta + dci \cdot \sin 2\pi f_0 t + dcq \cdot \cos 2\pi f_0 t \end{array} \right.$$

【0063】

次に処理 (1-3) に示される DC オフセット推定処理においてプリアンプルを用いた DC オフセット推定が可能であることを、図 10 に示す振幅スペクトルおよび数 5 を用いて説明する。

【0064】

図 10 に示すように周波数オフセットを補正した後の振幅スペクトルにおける

サブキャリアの位置は、図 7 に示す送信時ベースバンド信号のスペクトルにおける各シンボルのサブキャリアと同じ位置になっている。しかし、DC オフセット成分については周波数オフセットの補正によりスペクトルがシフトする。この DC オフセットを LPF で推定するためには、プリアンプルの場合、DC オフセットとサブキャリアの周波数は $p \times f_s$ [Hz] 程度離れていることを考慮して通過帯域がその間隔よりも狭い LPF を用いれば DC オフセット値の推定が可能である。その詳細な方法について数 5 を用いて説明する。

【0065】

数 5 は周波数オフセット補正後のベースバンド信号をあらわす。数 5 に示すように DC オフセット成分は周波数シフトしていることから、DC オフセット成分の周波数シフトによる周期性 $1/f_0$ とベースバンド信号の周期性は必ずしも一致しない。そのため単純平均により DC オフセットを推定する場合、上記周期性の違いにより単純平均する区間を定めることができず、DC オフセットの推定ができない。

【0066】

そこで、図 6 の発振器 62 の出力が最大となる任意の時刻をゼロとすると、図 15 に例示されるように、区間 T をあらかじめ定められた時刻とし、時刻 $t = 0$ を中心とした $-T/2$ から $T/2$ までの期間におけるベースバンド信号 (x_5 、 y_5) を LPF の入力信号とする場合、 $\sin 2\pi f_0 t$ は奇関数であるためその時間平均値はゼロとなる。この特性を利用すると DC オフセット dc_i および dc_q は時不変であるので、数 5 における $dc_q \cdot \sin 2\pi f_0 t$ および $dc_i \cdot \sin 2\pi f_0 t$ の項についてその時間平均はゼロとなる。数 5 において残った項のうち、LPF の通過帯域が $p \times f_s$ [Hz] よりも狭いとプリアンプルのすべてのサブキャリアはこの LPF の通過帯域に含まれないため、また初期位相 θ は固定値であることから、ベースバンド信号 $x(t)$ と $y(t)$ に関する項については LPF により除去される。最終的に LPF 通過後のベースバンド信号は DC オフセット成分のみ残り、したがって LPF 後のベースバンド信号の時間平均によって、換言すれば、数 5 における $dc_q \cdot \cos 2\pi f_0 t$ 、 $dc_i \cdot \cos 2\pi f_0 t$ の項についての時間平均によって、DC オフセットの推定が可能

である。

【0067】

上記のDCオフセット推定方法は、周波数オフセットがない場合つまり $f_0 = 0$ の場合についても、数5および数6において $f_0 = 0$ とすることで上記説明に何ら変更を加える必要がないため、DCオフセットの推定が可能である。

【0068】

以上のように、周波数オフセットの有無に係らずプリアンプルのサブキャリア配置の特性を利用してLPFを用いてDCオフセットの推定が可能である。

【0069】

図14にDCオフセット推定部116の一例を示す。このDCオフセット推定部116の構成について説明する。図1のDCオフセット推定処理(1-3)で説明した数5において、前記LPFを時刻 $t = 0$ を中心とした信号を積分することで構成することを考えた場合には、数6で示される近似式を得ることができる。

【0070】

【数6】

数6

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{-T/2}^{T/2} x_5(t) dt = \cos\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt + \sin\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} y(t) dt + dci \cdot \int_{-T/2}^{T/2} \cos 2\pi f_0 t dt \\ \quad + dcq \cdot \int_{-T/2}^{T/2} \sin 2\pi f_0 t dt \\ \cong \cos\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt + \sin\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} y(t) dt + dci \cdot T \\ \quad = dci \cdot T \\ \int_{-T/2}^{T/2} y_5(t) dt = \sin\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt + \cos\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} y(t) dt - dci \cdot \int_{-T/2}^{T/2} \sin 2\pi f_0 t dt \\ \quad + dcq \cdot \int_{-T/2}^{T/2} \cos 2\pi f_0 t dt \\ \cong \sin\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt + \cos\theta \cdot \int_{-T/2}^{T/2} y(t) dt + dcq \cdot T \\ \quad = dcq \cdot T \end{array} \right.$$

【0071】

数6において、 (x_5, y_5) を積分することにより \sin 成分が打ち消し合い \cos 成分のみ残る(パケット内で dci 及び $d cq$ は時不変とする)。また、プリアンプルは最小周期 T_p をもつ固定パターンから構成されており、その最小周期 T_p の時間平均値はゼロである。そのため、積分区間 T をプリアンプルの最小周期 T_p の自然数倍となる期間と設定すると、積分区間 T におけるプリアンプルの時間平均はゼロであり、 $x(t)$ と $y(t)$ を積分したものはゼロとなる。最終的に積分区間 T とDCオフセット値の積が残り、これを積分区間 T で除算することによりDCオフセット推定を行うことが可能である。この時LPFの通過帯域は積分区間 T により決定されるので、その通過帯域を前記プリアンプルにおけるサブキャリアの周波数間隔よりも狭くすることでDCオフセットを正しく推定することができる。

【0072】

DCオフセット推定部116は数6で説明した積分フィルタによりDCオフセットを推定する方法を実現するブロック図である。周波数オフセットが補正されたプリアンプルI信号が入力されると、加算器142Aとフリップフロップ143Aから構成される蓄積加算器141AによりI信号の蓄積加算が開始される。この蓄積加算が開始される前にフリップフロップ143Aは初期化されているものとする。プリアンプルの蓄積加算を開始後、プリアンプル期間の整数倍の期間が経過するとそのデータは平均処理部144Aに入力されて、平均化されたDCオフセット値を得る。周波数オフセットが補正されたプリアンプルQ信号についても同様の処理を行うものとする。

【0073】

次に前記処理(1-4)に示されるDCオフセット補正については、入力されるOFDM信号から前記処理(1-3)で推定されたDCオフセット値を単純に減算することで実行される。図1の前記処理(1-5)に示される周波数補正の処理については、前記図6の受信機周波数オフセット補正部6で説明した方法により周波数オフセットの補正が実行される。

【0074】

図 13 には DC オフセット補正部 112 のブロック構成を示す。入力されたベースバンド I 信号は減算器 131A により DC オフセット I 信号 (dci) を減算することにより、DC オフセット値が補正されたベースバンド I 信号 I_{DC} を得ることができる。同様に Q 信号についても DC オフセット Q 信号 (dcq) を用いることによって DC オフセットが補正されたベースバンド Q 信号 Q_{DC} を得ることができる。この DC オフセット補正部 112 は周波数オフセット推定を行う時には $dci = 0$ 、 $dcq = 0$ となる DC オフセット値が入力されるように後述するタイミング制御部 117 により制御される。周波数オフセット推定は DC オフセット推定が確定される前に行なわれるからである。

【0075】

最後に、図 1 の (1-6) に示される OFDM 復調処理については IEEE 802.11a 規格などに説明される一般的な OFDM 復調処理方法に従い OFDM 信号の復調を行う。図 1 に示した処理手順では DC オフセット補正、周波数オフセット補正および OFDM 復調処理をデータ伝送用シンボル全体に対して逐次行うことが示されているが、この処理をシンボル毎に行うことは可能である。

【0076】

以上説明したように本発明の第 1 の実施例によれば、プリアンプルを用いて DC オフセットの推定が可能であり、その値に基づき DC オフセット補正を実施し OFDM 復調することができる。

【0077】

図 2 には本発明に係る OFDM 復調方法の第 2 の例に係るフローチャートが示される。同図に示される OFDM 復調方式は、図 1 の例と同様に OFDM パケットが少なくともプリアンプルとそれより後に伝送されるデータ伝送用 OFDM シンボルから構成され、前記プリアンプルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用 OFDM シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定される OFDM パケットを対象とする。OFDM パケットの受信を開始し OFDM 信号の検出を行うと下記に示す (2-1) から (2-5) までの処理を実行する。

【0078】

処理 (2-1) ではプリアンプルを利用して周波数オフセットを推定し、続い

て(2-2)の処理を実行する。

【0079】

処理(2-2)では前記処理(2-1)で推定された周波数オフセット値がゼロの場合は処理(2-3)の処理を実行する。周波数オフセット推定値がゼロ以外の場合は、図1に示す処理(1-2)の処理を実行し以降図1に示す例に従った手順でDCオフセットの推定と補正を行う。

【0080】

処理(2-3)ではプリアンプルを利用してDCオフセットの推定を行う。DCオフセットの推定には単純な時間平均による方法、もしくはプリアンプルのサブキャリア間隔よりも狭い通過帯域を持つLPFを用いる。DCオフセットの推定が終了した後、(2-4)の処理を実行する。

【0081】

処理(2-4)では前記処理(2-3)で推定されたDCオフセット値に基づいてデータ伝送用シンボルのDCオフセットを補正する。DCオフセットの補正は入力されたデータ伝送用シンボルのサンプル値からDCオフセット推定値をI信号、Q信号それぞれ独立に減算することにより行なわれる。DCオフセットの補正終了後(2-5)の処理を実行する。

【0082】

処理(2-5)では前記処理(2-4)でDCオフセットが補正されたデータ伝送用シンボルに対して、OFDMの復調処理を行い、送信機から送信されたデータを復元し、OFDMの復調処理を終了する。

【0083】

図2の各処理について詳述する。最初に図2に示されるフローチャートの処理(2-1)に示される周波数オフセット f_0 の推定は、図1に示される処理(1-1)処理と同一の処理とされる。

【0084】

次に(2-2)に示す処理は、前記処理(2-1)で推定された周波数オフセットの値から処理を分岐させる動作を実行する。推定された周波数オフセットがゼロの場合は処理(2-3)に示す処理を行う。推定された周波数オフセット f

0 がゼロ以外の場合は、図 1 に示す処理（1－2）を行い、その後引き続き図 1 の処理（1－3）から処理（1－6）までに示す DC オフセット推定、DC オフセット補正および OFDM 復調の処理を実行する。

【0085】

前記処理（2－3）では、周波数オフセットがないため $f_0 = 0$ とすることができるので、この時の DC オフセット発生後のベースバンド信号（ x_4 、 y_4 ）は数 7 に示すように（ x_4' 、 y_4' ）のように式変形することができる。

【0086】

【数 7】

数 7

$$\begin{cases} x_4'(t) = x(t)\cos\theta + y(t)\sin\theta + dci \\ y_4'(t) = -x(t)\sin\theta + y(t)\cos\theta + dcq \end{cases}$$

【0087】

この数 7 においてプリアンプルの I 信号 $x(t)$ 及び Q 信号 $y(t)$ の時間平均値はゼロとなること、また初期位相 θ は固定値となることから、 $x(t)\cos\theta$ 、 $y(t)\sin\theta$ 、 $x(t)\sin\theta$ 、及び $y(t)\cos\theta$ の時間平均値はゼロとなる。したがってプリアンプル期間の時間平均により DC オフセット dci および dcq の推定が可能となる。

【0088】

上記、時間平均による DC オフセット推定方法について述べたが、別の方法として LPF により DC オフセットを推定する場合、LPF の通過帯域が $(p \times f_s - f_0)$ [Hz]、ここでは $f_0 = 0$ であるため $p \times f_s$ [Hz] よりも狭いと、プリアンプルの全てのサブキャリアはこの LPF の通過帯域に含まれない。そのため LPF 通過後のベースバンド信号は DC オフセット成分のみ残るので、LPF から出力されたベースバンド信号の時間平均によって DC オフセットの推定は可能である。

【0089】

次に、処理(2-4)に示すDCオフセットの補正は、図1に示される(1-4)と同一の処理を行うものとする。

【0090】

最後に(2-5)に示すOFDM復調処理についても図1に示される(1-6)と同一の処理を行うものとする。

【0091】

以上説明したように第2の例に係る処理方法によれば、プリアンプを用いてDCオフセットの推定が可能であり、その値に基づきDCオフセット補正を実施し、OFDM復調を行うことができる。

【0092】

《OFDM復調装置》

図11には図1で説明したOFDM復調方法を適用したOFDM復調装置が示される。同図に示されるOFDM復調装置は、チャンネル中心周波数でOFDM変調された電波を受信するアンテナ31と、アンテナ31に接続されてチャンネル中心周波数で変調されたOFDM信号をベースバンドOFDM信号に変換するRF部32と、RF部32から出力されたアナログベースバンド信号をデジタル値に変換するA/D変換器33A及び33Bと、前記A/D変換器33A及び33Bから入力されたベースバンド信号をOFDM復調しデータを復元するベースバンド部11から構成される。特に制限されないが、前記A/D変換器33A及び33Bと、ベースバンド部11は1個の半導体基板に形成されたアナログ・デジタル混載集積回路(LSI)12として実現されている。一つの半導体集積回路として構成する範囲はこれに限定されず、RF部32を含み、或はその他の回路モジュールを含んでよい。

【0093】

前記ベースバンド部11は、A/D変換器33A及び33Bから出力されたデジタルデータを蓄積するデータ蓄積部111A及び111Bと、前記データ蓄積部111A及び111Bに接続されて周波数のオフセットを推定する周波数オフセット推定部115と、データ蓄積部111A及び111Bから出力されたデータのDCオフセットを補正するブロックであってその補正值はDCオフセット推

定部 1 1 6 から入力される D C オフセット補正部 1 1 2 と、D C オフセット補正部 1 1 2 に接続され入力されたデータから周波数オフセット補正を行うブロックであってその補正值は周波数オフセット推定部 1 1 5 から入力される周波数オフセット補正部 1 1 3 と、周波数オフセット補正部 1 1 3 に接続され D C オフセットを推定する D C オフセット推定部 1 1 6 と、周波数オフセット補正部 1 1 3 から入力された O F D M 信号の復調処理を行いデータを復元する O F D M 復調処理部 1 1 4 と、これらベースバンド部 1 1 のタイミング制御を行うタイミング制御部 1 1 7 を持つ。A / D 変換器 3 3 A 及び 3 3 B もタイミング制御部 1 1 7 で制御される。タイミング制御部 1 1 7 は、ハードワイヤードロジックであってもよいし、或は中央処理装置 (C P U) とその動作プログラムなどを保有するマイクロコンピュータコアで構成してもよい。

【 0 0 9 4 】

図 1 に示す O F D M 復調方法において処理 (1 - 1) によるプリアンプルを用いた周波数オフセット推定は図 1 1 の周波数オフセット推定部 1 1 5 で処理される。前記処理 (1 - 2) によるプリアンプルを用いた周波数オフセット補正は図 1 1 の周波数オフセット補正部 1 1 3 で処理される。前記処理 (1 - 3) によるプリアンプルを用いた D C オフセット推定は図 1 1 の D C オフセット推定部 1 1 6 で処理される。前記処理 (1 - 4) によるデータ伝送用 O F D M シンボルの D C オフセット補正は図 1 1 の D C オフセット補正部 1 1 3 で処理される。前記処理 (1 - 5) によるデータ伝送用周波数オフセット補正は図 1 1 の周波数オフセット補正部 1 1 3 で処理される。前記処理 (1 - 6) による O F D M 復調処理は図 1 1 の O F D M 復調処理部 1 1 4 で処理される。また図 1 1 に示すタイミング制御部 1 1 7 は図 1 に示す処理順序を制御する機能を持つ。

【 0 0 9 5 】

図 1 2 には図 1 1 の O F D M 復調装置による復調処理動作のタイミングチャートが示される。

【 0 0 9 6 】

受信した O F D M 信号はアンテナ 3 1 、 R F 部 3 2 、 A / D 変換器 3 3 A 及び 3 3 B を経由してベースバンド信号としてベースバンド部 1 1 に入力される。受

信信号はデータ蓄積部 1 1 1 A 及び 1 1 1 B に逐次連続的に格納され続ける。

【0 0 9 7】

格納された信号のうちパケット先頭にあるプリアンプルを時刻 t_1 にデータ蓄積部 1 1 1 A 及び 1 1 1 B から読み出し、それを周波数オフセット推定部 1 1 5 に入力することで周波数オフセット f_0 の推定を行う。

【0 0 9 8】

周波数オフセットの推定が終了すると、データ蓄積部 1 1 1 A 及び 1 1 1 B から時刻 t_2 で再びプリアンプルを出力し、DC オフセット補正部 1 1 2 に入力する。DC オフセット部 1 1 2 ではDC オフセットを補正することなしに入力されたデータをそのまま通過させて時刻 t_3 で周波数オフセット補正部 1 1 3 にプリアンプルを入力する。ここで周波数オフセット推定部 1 1 5 で推定された周波数オフセット値 f_0 を元に周波数オフセットが補正される。

【0 0 9 9】

この周波数オフセットが補正されたプリアンプルが時刻 t_4 にDC オフセット推定部 1 1 6 に入力される。入力されたプリアンプルを元にしてDC オフセット値の推定を行う。ここでDC オフセット I 成分を d_{ci} 、DC オフセット Q 成分を d_{cq} とする。

【0 1 0 0】

DC オフセット値の推定が終了すると時刻 t_5 にデータ蓄積部 1 1 1 A 及び 1 1 1 B から伝送路推定用シンボル及びデータ伝送用シンボルが出力され、DC オフセット補正部 1 1 2 に入力される。DC オフセット補正部 1 1 2 ではDC オフセット推定部 1 1 6 で推定されたDC オフセット値に元にDC オフセットをキャンセルする。DC オフセット補正部 1 1 2 は入力されたデータから I および Q 信号独立にDC オフセット推定値を減算する機能を持つ。

【0 1 0 1】

DC オフセットが補正された伝送路推定用シンボルおよびデータ伝送用シンボルは時刻 t_6 から周波数オフセット補正部 1 1 3 に入力される。ここで周波数オフセット推定部 1 1 5 で求めた周波数オフセット値を元に補正を行う。

【0 1 0 2】

周波数オフセットが補正された信号は時刻 t_7 から OFDM 復調処理部 114 に入力されて OFDM 信号の復調を行い、送信されたデータを復元することができる。

【0103】

データ蓄積部 111A, 111B の出力信号は図 12 に示すように、時刻 t_1 からプリアンプルを出力、時刻 t_2 からプリアンプルを出力、また時刻 t_5 から伝送路推定用シンボル及びデータ伝送用シンボルを出力する。データ蓄積部 111A, 111B への入力データは A/D 変換器 33A, 33B から連続的に入力される。このデータ蓄積部 111A, 111B への入力と出力を同時に行うために、データ蓄積部 111A, 111B の一構成例としてデュアルポート RAM を用いることもできる。

【0104】

《周波数オフセットの推定》

ここで前記周波数オフセットの推定方法の具体例を説明する。周波数オフセット推定部 115 の構成例を図 16 に示す。周波数オフセット推定部には受信信号 $s(n)$ が入力される。 $s(n)$ は受信された OFDM 信号であり、 $\text{Re}(s(n))$ 及び $\text{Im}(s(n))$ は夫々 $s(n)$ の実数部及び虚数部を表す。周波数オフセット推定部 115 は相関値計算部 71, 72, 73 と判定・演算部 74 を有する。図 17 には相関値計算部 71, 72, 73 の詳細が示され、図 18 には判定・演算部 74 の詳細が示される。

【0105】

周波数オフセット推定部は、受信信号 $s(n)$ が入力され、これからそれぞれ 64 サンプル、32 サンプル、16 サンプル遅れて受信する信号 $s(n-64)$ 、 $s(n-32)$ 、 $s(n-16)$ と $s(n)$ との相関値を求める相関値計算部 71, 72, 73 と、相関値計算部 71, 72, 73 から出力される相関値 $\Sigma S(n)_{64}$ 、 $\Sigma S(n)_{32}$ 、 $\Sigma S(n)_{16}$ を入力して、これらの相関値に対する誤差信号 $E(n)_{64}$ 、 $E(n)_{32}$ 、 $E(n)_{16}$ を求め、周波数オフセット推定誤差が最小となるように、 $E(n)_{64}$ 、 $E(n)_{32}$ 、 $E(n)_{16}$ の中から推定に用いる誤差信号 $E(n)$ を選択して、さらにこの $E(n)$ から Δ

θ_{EST} を求め、 $\Delta \theta_{EST}$ から周波数オフセット推定値 Δf_{EST} を計算して出力する判定・演算部74から構成される。前記 $\Delta \theta_{EST}$ は受信したプリアンプルから推定された $s(n)$ と $s(n-64)$ の位相ずれである。周波数オフセット推定値 Δf_{EST} は前述の周波数オフセット f_0 のことである。

【0106】

図1において、相関値計算部71、72、73で、遅延量がそれぞれ64サンプル、32サンプル、16サンプルとなる遅延信号 $s(n-64)$ 、 $s(n-32)$ 、 $s(n-16)$ と、受信信号 $s(n)$ との相関値 $\Sigma S(n)_{64}$ 、 $\Sigma S(n)_{32}$ 、 $\Sigma S(n)_{16}$ を計算する。これらの計算結果を判定・演算部74に入力し、判定・演算部74では、 $\Sigma S(n)_{64}$ 、 $\Sigma S(n)_{32}$ 、 $\Sigma S(n)_{16}$ の3種類の相関値に対応する誤差信号 $E(n)_{64}$ 、 $E(n)_{32}$ 、 $E(n)_{16}$ を求め、 $E(n)_{64}$ 、 $E(n)_{32}$ 、 $E(n)_{16}$ の中から最終的な周波数オフセット推定に用いる誤差信号を選択し、選択された誤差信号から位相ずれ $\Delta \theta_{EST}$ を計算し、選択された誤差信号に応じて、下記〔a〕式

$$\Delta f_{EST} = \Delta \theta_{EST} / 2\pi TN \cdots [a]$$

を用いて周波数オフセット推定値 Δf_{EST} を出力する。ここでNは、選択された相関値に対応する遅延サンプル数の値であり、本実施例では16、32、64のいずれかの値を採る。

【0107】

図17に例示されるように、相関値計算部71は、受信信号 $s(n)$ を64サンプル遅延させて $s(n-64)$ を出力する遅延部711と、 $s(n-64)$ の複素共役 $s(n-64)^*$ を得る複素共役部712と、 $s(n)$ と $s(n-64)^*$ の複素乗算を行って積 $S(n)_{64}$ を得る複素乗算部713と、 $S(n)_{64}$ を64サンプルにわたって積算し、相関値 $\Sigma S(n)_{64}$ を出力する積算部714から構成される。

【0108】

また、相関値計算部72は、受信信号 $s(n)$ を32サンプル遅延させて $s(n-32)$ を出力する遅延部721と、 $s(n-32)$ の複素共役 $s(n-32)^*$ を得る複素共役部722と、 $s(n)$ と $s(n-32)^*$ の複素乗算を行って

積 $S(n)32$ を得る複素乗算部 723 と、 $S(n)32$ を 32 サンプルにわたって積算し、相関値 $\Sigma S(n)32$ を出力する積算部 724 から構成される。

【0109】

また、相関値計算部 73 は、受信信号 $s(n)$ を 16 サンプル遅延させて $s(n-16)$ を出力する遅延部 731 と、 $s(n-16)$ の複素共役 $s(n-16)^*$ を得る複素共役部 732 と、 $s(n)$ と $s(n-16)^*$ の複素乗算を行って積 $S(n)16$ を得る複素乗算部 733 と、 $S(n)16$ を 16 サンプルにわたって積算し、相関値 $\Sigma S(n)16$ を出力する積算部 734 から構成される。

【0110】

これらの相関値計算部の動作を、相関値計算部 72 を例にとって説明する。上記遅延部 721 では、入力信号 $s(n)$ に対して 32 サンプルの遅延を施し、 $s(n-32)$ を得る。上記複素共役部 722 で $s(n-32)$ の複素共役 $s(n-32)^*$ を求めて、上記複素乗算部 723 にて $s(n)$ と $s(n-32)^*$ の乗算を行い、積 $S(n)32$ を得る。上記積算部 724 では、この $S(n)32$ を 32 サンプルにわたって積算し、相関値 $\Sigma S(n)32$ を求める。上記相関値計算部 51 および 53 においても、遅延量と積算サンプル数がそれぞれ 64 サンプル、16 サンプルとなる以外は同一の動作を行う。

【0111】

図 18 に例示されるように、前記判定・演算部 74 は、入力した 3 種類の相関値、 $\Sigma S(n)64$ 、 $\Sigma S(n)32$ 、 $\Sigma S(n)16$ のそれぞれについて、位相検出のために、虚数部を実数部で除算して、それぞれに対する誤差信号 $E(n)64$ 、 $E(n)32$ 、 $E(n)16$ を出力する除算部 541、542、543 と、除算部 541、542、543 から出力された誤差信号から、周波数オフセット推定に用いる誤差信号を選択し、これを $E(n)$ として出力する誤差信号選択部 544 と、 $E(n)$ にアークタンジェント演算を行い、 $E(n)$ から $\Delta \theta_{EST}$ を求めて出力するアークタンジェント演算部 545 と、 $\Delta \theta_{EST}$ と N から、式 (a) を用いて周波数オフセット推定値 Δf_{EST} を計算する演算部 546 から構成される。なお、 N は誤差信号選択部 544 により、演算部 546 へ供給される。

【0112】

相関値の位相成分を求めるために、相関値の虚数部を実数部で除算する。得られた3種類の相関値 $\Sigma S(n)_{64}$ 、 $\Sigma S(n)_{32}$ 、 $\Sigma S(n)_{16}$ についてこの除算をそれぞれ除算部541、542、543を用いて行い、それぞれの遅延量に対する誤差信号 $E(n)_{64}$ 、 $E(n)_{32}$ 、 $E(n)_{16}$ を出力する。誤差信号選択部544では、3種類の誤差信号 $E(n)_{64}$ 、 $E(n)_{32}$ 、 $E(n)_{16}$ を入力し、最も周波数オフセット推定精度が良好となるものを選択して、 $E(n)$ としてアークタンジェント演算部545に出力する。

【0113】

また、 $\Delta \theta_{EST}$ から周波数オフセット推定値 Δf_{EST} を求めるため、選択された誤差信号に対する遅延サンプル数 N を、演算部546に出力する。このようにして得られた $E(n)$ をアークタンジェント演算部545に入力し、アークタンジェント演算部545では、誤差信号選択部544から出力された $E(n)$ に対して下記〔b〕式

$$\Delta \theta_{EST} = \tan^{-1}(E(n)) \cdots [b]$$

の演算を行い、 $\Delta \theta_{EST}$ を求め、これを演算部546に出力する。

【0114】

演算部546では、アークタンジェント演算部545より入力した $\Delta \theta_{EST}$ と、誤差信号選択部544より入力した遅延サンプル数 N を用いて、〔a〕式の演算を行い、 Δf_{EST} を求める。

【0115】

次に、誤差信号選択部544の、誤差信号選択アルゴリズムについて説明する。 $E(n)$ は下記〔c〕式及び〔d〕式

$$E(n) = \text{Im}(\Sigma S(n)) / \text{Re}(\Sigma S(n)) \cdots [c]$$

$$E(n) = \tan(\Delta \theta_{EST}) \cdots [d]$$

で表されることから、 $\Delta \theta_{EST}$ が $-\pi/2 \leq \Delta \theta_{EST} \leq +\pi/2$ の範囲にある場合、 $E(n)$ の値は周波数オフセットが大きくなると共に大きくなる。また、下記〔e〕式、〔f〕式及び〔g〕式

$$E(n) = \tan(\Delta \theta_{EST}) \cdots [e]$$

$$\Delta \theta_{EST} = 2\pi \cdot 64 T \Delta f_{EST} \cdots [f]$$

$$\Delta f_{EST} = \tan^{-1} (E(n)) / (2\pi \cdot 64T) \cdots [g]$$

から、遅延量を少なくすると、引き込み周波数範囲は拡大する。一方、遅延量を多くすると、ノイズ成分が抑圧され、引き込み周波数範囲内の推定精度が良好になる。これらの性質を利用して、 $E(n)_{16}$ と $E(n)_{32}$ の値の大きさを観測し、 $\Delta \theta_{EST}$ を求めるために使用する誤差信号 $E(n)$ を選択する。

【0116】

誤差信号選択アルゴリズムを図19に示す。まず、判定閾値を設定し、処理ブロック81にて $E(n)_{16}$ の絶対値との大小比較を行う。 $E(n)_{16}$ の絶対値が判定閾値より大きい場合、周波数オフセットは $E(n)_{32}$ で推定した場合の引き込み周波数範囲内ないと判断し、最も引き込み周波数範囲の広い $E(n)_{16}$ を用いて推定を行う（処理ブロック85）。また、判定閾値の方が $E(n)_{16}$ と比べて大きいか等しい場合、次に処理ブロック82にて $E(n)_{32}$ の絶対値と判定閾値の大小比較を行う。

【0117】

ここで、 $E(n)_{32}$ の絶対値の方が判定閾値よりも大きい場合、周波数オフセットは $E(n)_{64}$ で推定した場合の引き込み周波数範囲内ないと判断し、2番目に引き込み範囲の広い $E(n)_{32}$ を用いて推定を行う（処理ブロック84）。また、処理ブロック82において判定閾値の方が $E(n)_{32}$ より大きい場合、周波数オフセットは $E(n)_{64}$ で推定した場合の引き込み周波数範囲内にあると判断し、最も推定精度が良好となる $E(n)_{64}$ を用いて推定を行う（処理ブロック83）。

【0118】

以上本発明者によってなされた発明を実施形態に基づいて具体的に説明したが、本発明はそれに限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々変更可能であることは言うまでもない。

【0119】

例えば、パケットは無線LAN用のIEEE802.1aに限定されない。その他の規格に準拠するOFDMパケットに対して広くて適用することができる。

【0120】

【発明の効果】

本発明の OFDM 復調方式とそれを用いた OFDM 復調装置によれば、ヌルシンボルが定義されていない OFDM パケットにおいて DC オフセットを推定することが可能であるため、その推定値に基づいて DC オフセット補正を行うことで OFDM 復調性能を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】**【図 1】**

本発明に係る OFDM 復調方法の処理手順の第 1 の例を示すフローチャートである。

【図 2】

本発明に係る OFDM 復調方法の処理手順の第 2 の例を示すフローチャートである。

【図 3】

OFDM 復調装置における RF 部の詳細を示すブロック図である。

【図 4】

OFDM パケット構成を例示する説明図である。

【図 5】

周波数オフセットと DC オフセットの発生を説明するためのブロック図である。

【図 6】

周波数オフセット補正を説明するブロック図である。

【図 7】

送信時ベースバンド信号の振幅スペクトルを示す説明図である。

【図 8】

周波数オフセット発生時の振幅スペクトルを示す説明図である。

【図 9】

DC オフセット発生時の振幅スペクトルを示す説明図である。

【図 10】

周波数オフセット補正後の振幅スペクトルを示す説明図である。

【図 11】

本発明に係る OFDM 復調装置の一例を示すブロック図である。

【図 12】

図 11 の OFDM 復調装置による復調処理動作を示すタイミングチャートである。

【図 13】

DC オフセット補正部の詳細な一例を示すブロック図である。

【図 14】

DC オフセット推定部の詳細な一例を示すブロック図である。

【図 15】

DC オフセット推定のための時間平均区間の説明図である。

【図 16】

周波数オフセット推定部の一例を示すブロック図である。

【図 17】

相関値計算部の詳細な一例を示すブロック図である。

【図 18】

判定・演算部の詳細な一例を示すブロック図である。

【図 19】

誤差信号選択アルゴリズムの一例を表すフローチャートである。

【符号の説明】

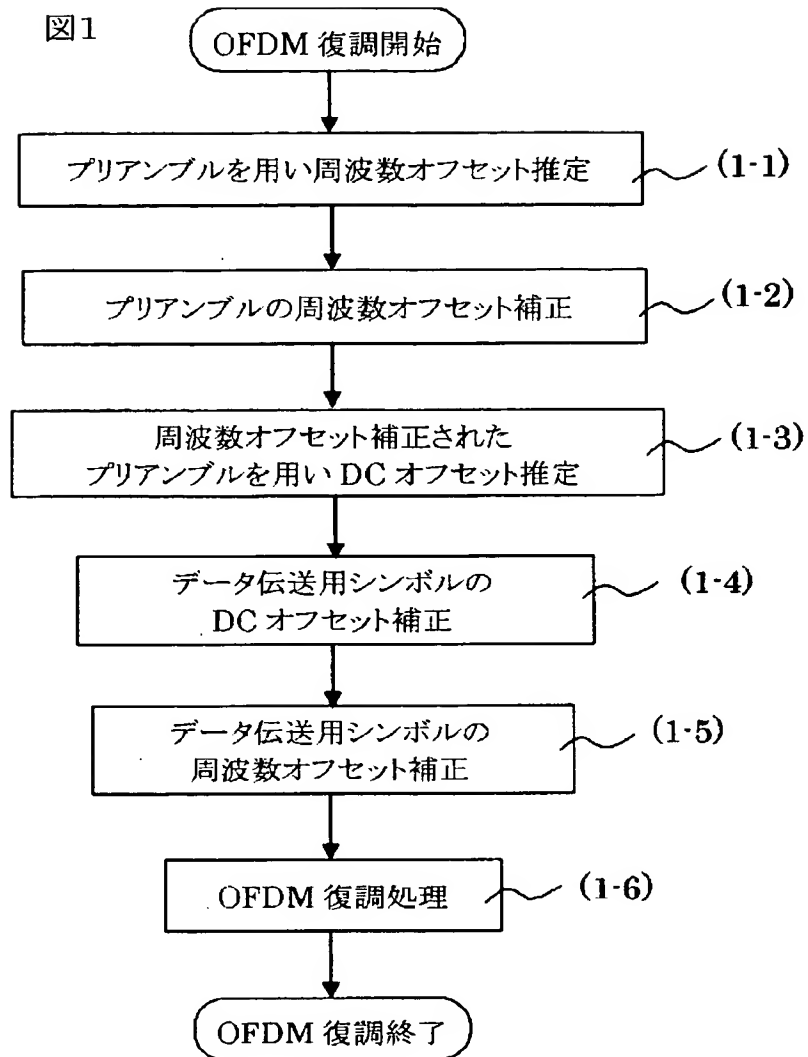
31…アンテナ、32…RF部、33A、33B…A/D変換器、34…ベースバンド部、321…LNA、322…周波数変換部、323…I/Q検波器、341…DCオフセット推定部、342…OFDM復調処理部、343…DCオフセット補正部、41…プリアンプル、42…伝送路推定用シンボル、43₁、43₂、43_N…データ伝送用シンボル、51…OFDM送信機アップコンバージョン部、52…OFDM受信機ダウンコンバージョン部、53…OFDM受信機DCオフセット発生部、6…OFDM受信機周波数オフセット補正部、511A、511B、521A、521B、61A、61B、61C、61D…乗算器、62…発振器、513、523、63…90°移相器、514、531A、5

31B、64A、64B…加算器、524A、524B…LPF、11…ベース
バンド部、111A、111B…データ蓄積器、112…DCオフセット補正部
、113…周波数オフセット補正部、114…OFDM復調処理部、115…周
波数オフセット推定部、116…DCオフセット推定部、117…タイミング制
御部、141A、141B…蓄積加算器、142A、142B…加算器、143
A、143B…フリップフロップ、144A、144B…平均処理部

【書類名】 図面

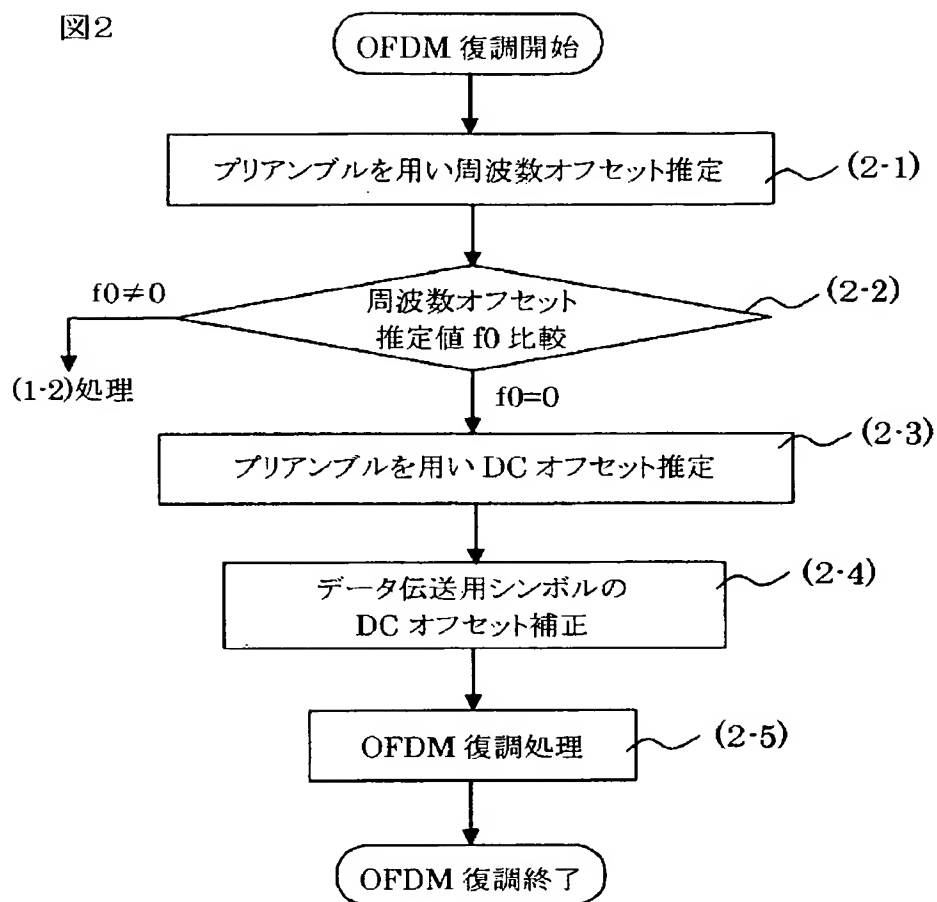
【図 1】

図1



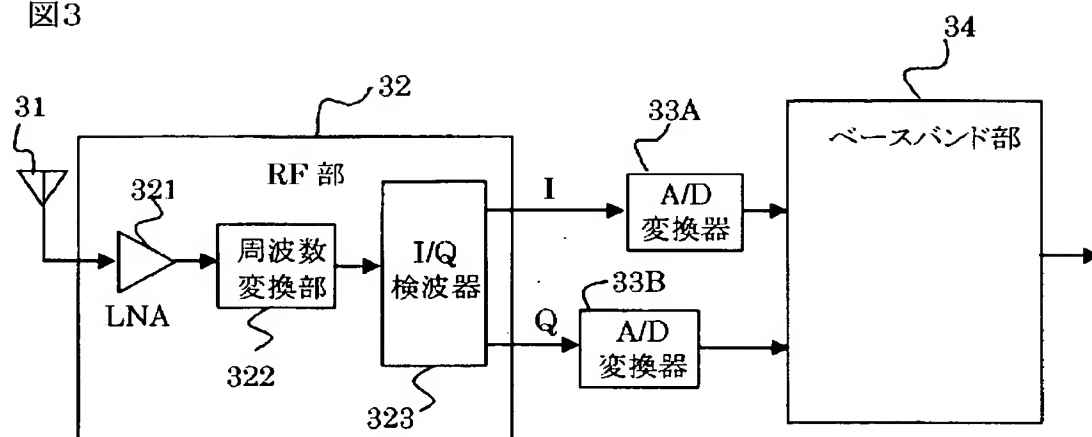
【図 2】

図2



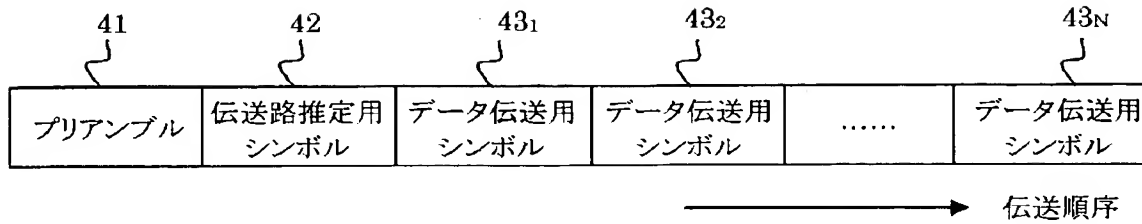
【図 3】

図3



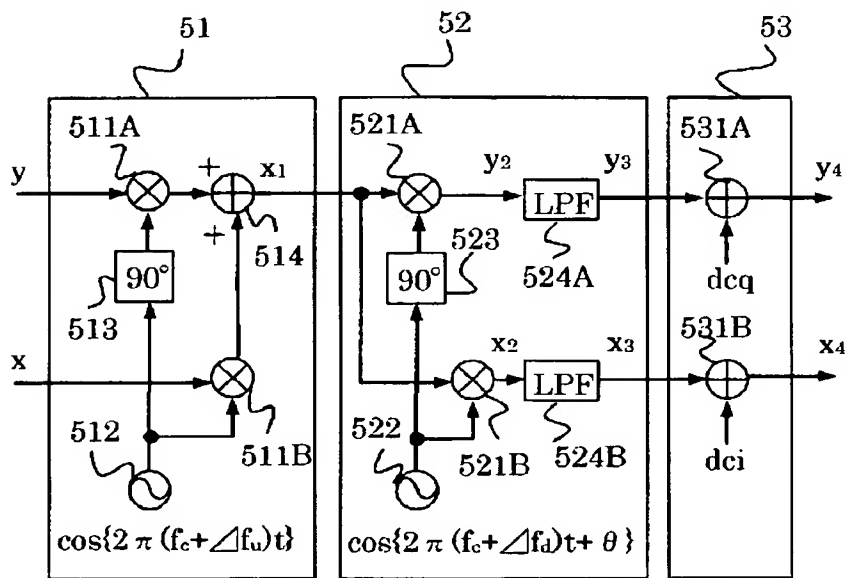
【図 4】

図4



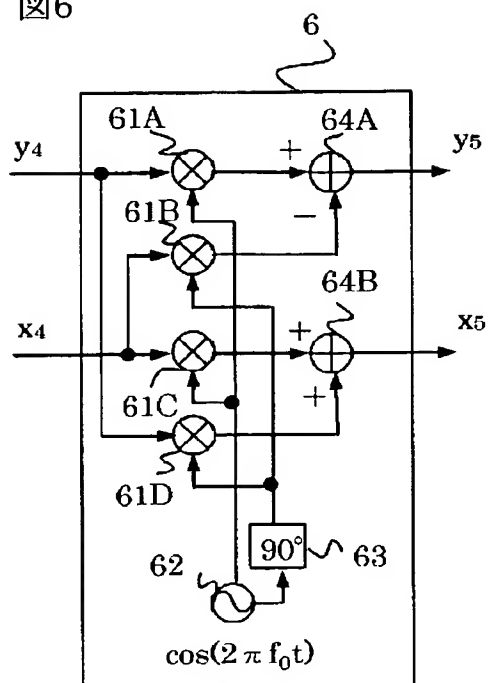
【図 5】

図5



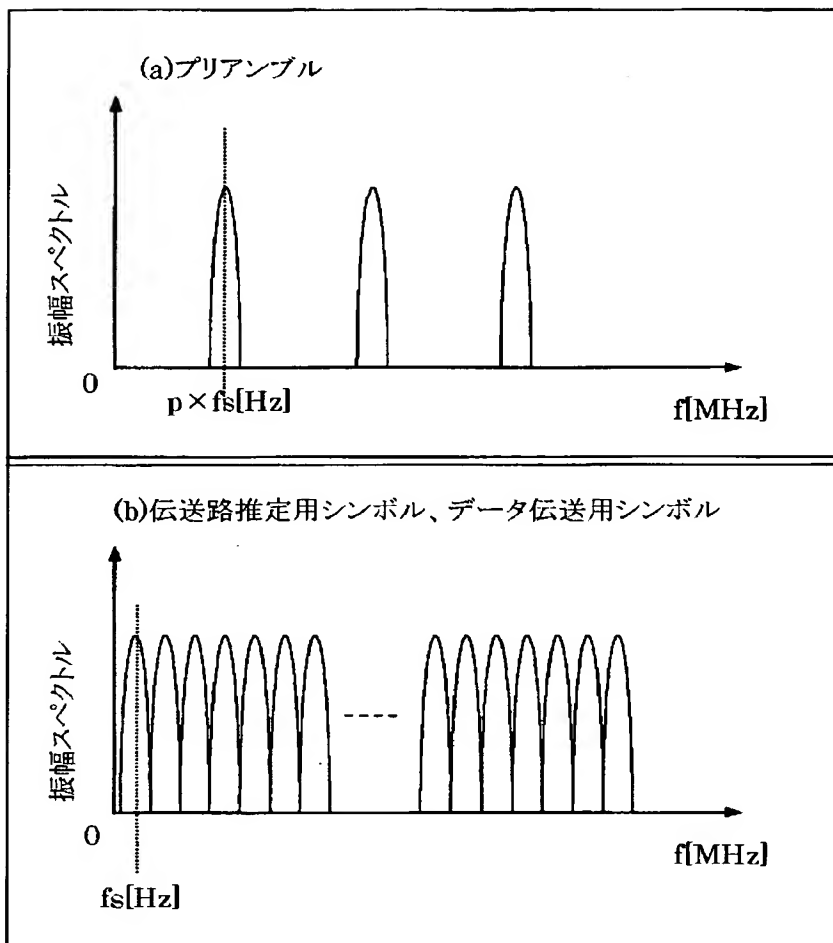
【図 6】

図6



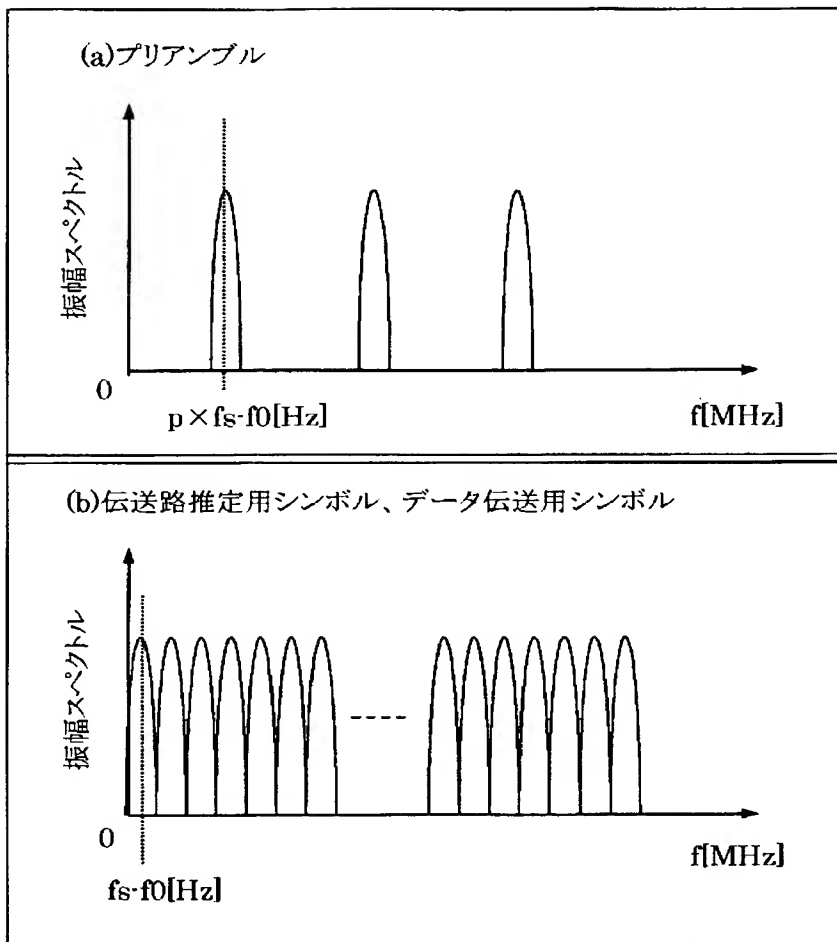
【図 7】

図7



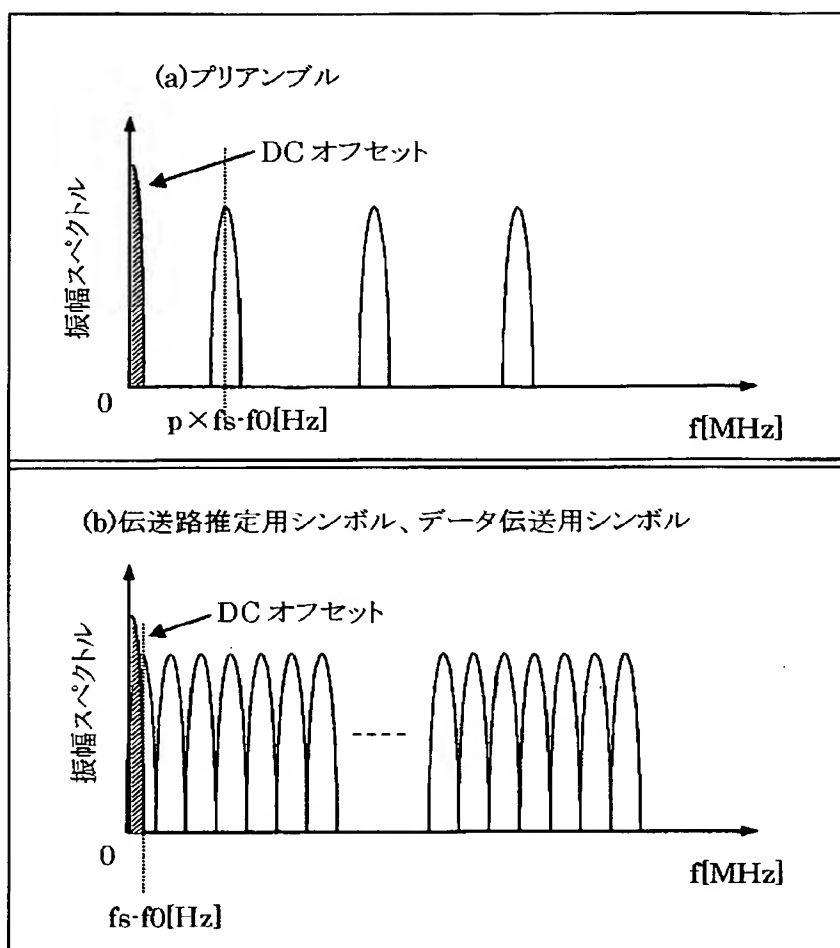
【図 8】

図8



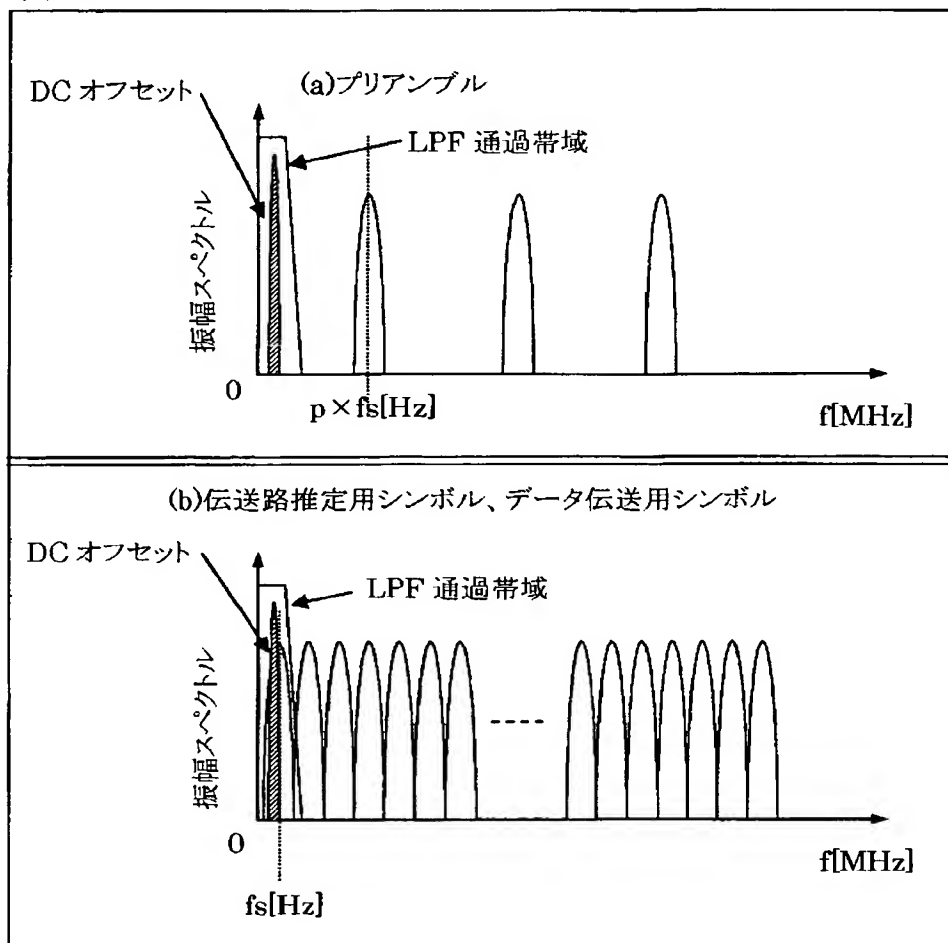
【図 9】

図9

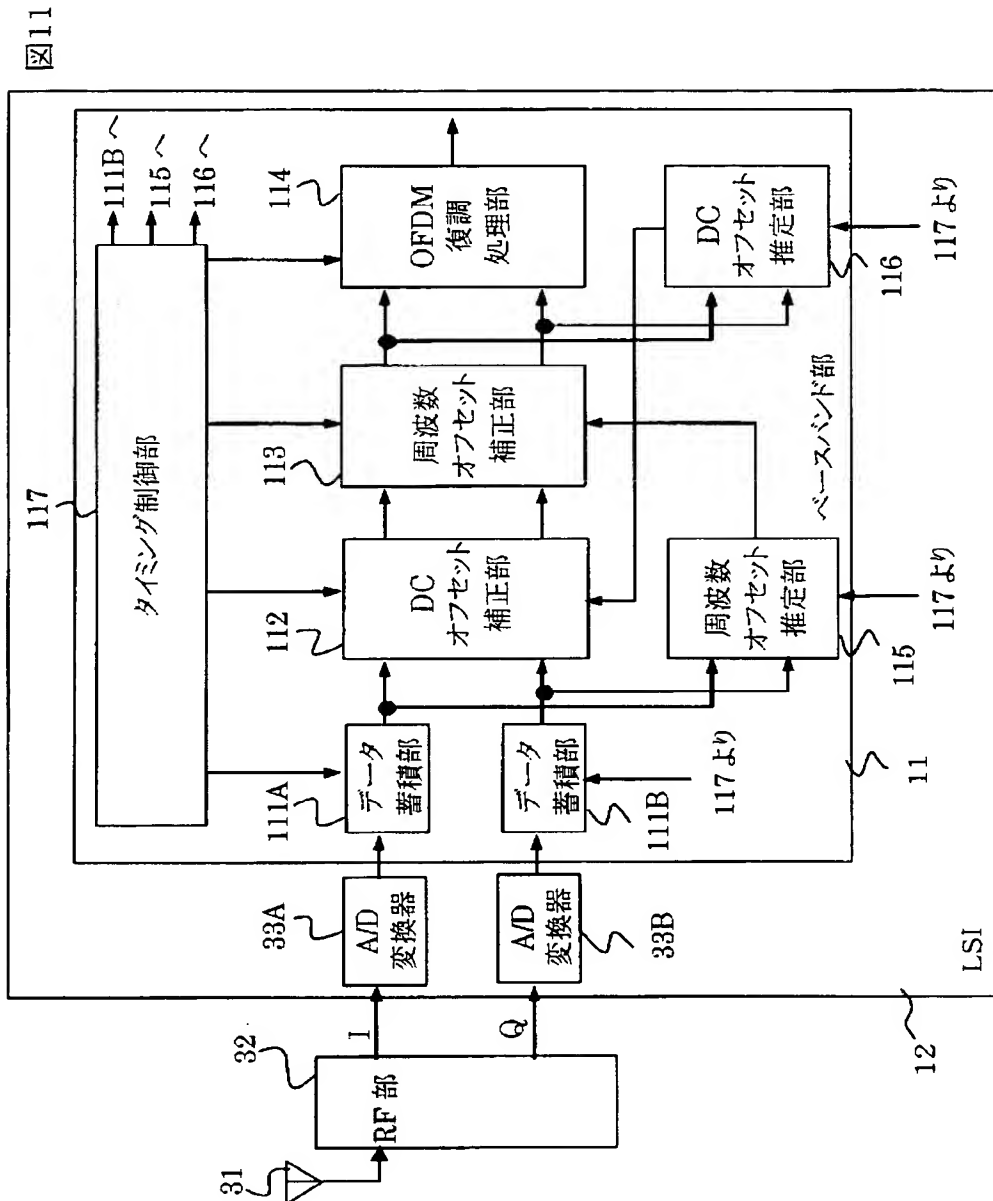


【図 10】

図10

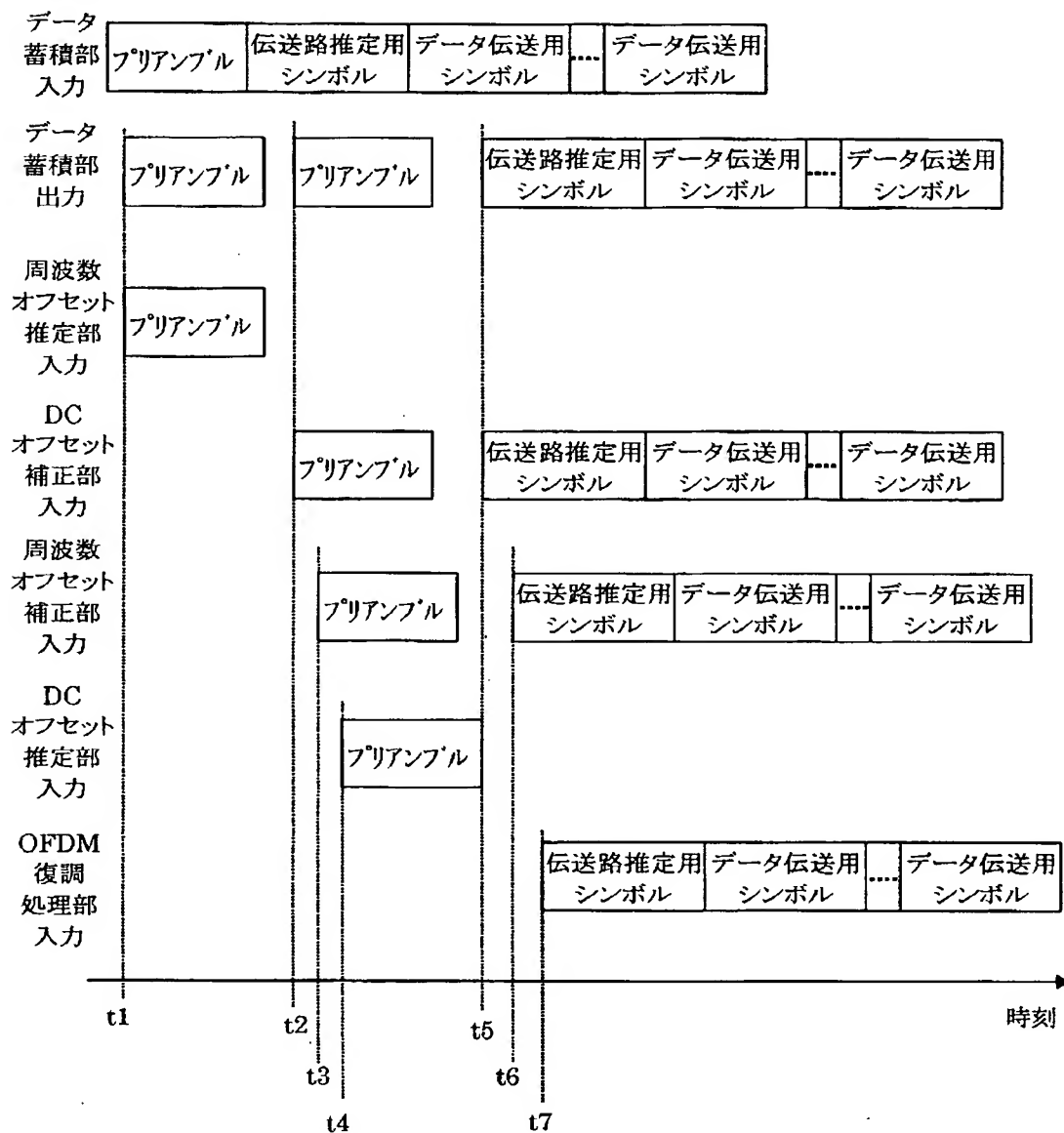


【図 11】



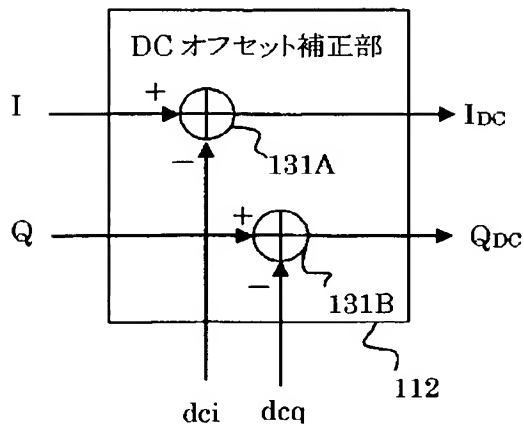
【図 12】

図12



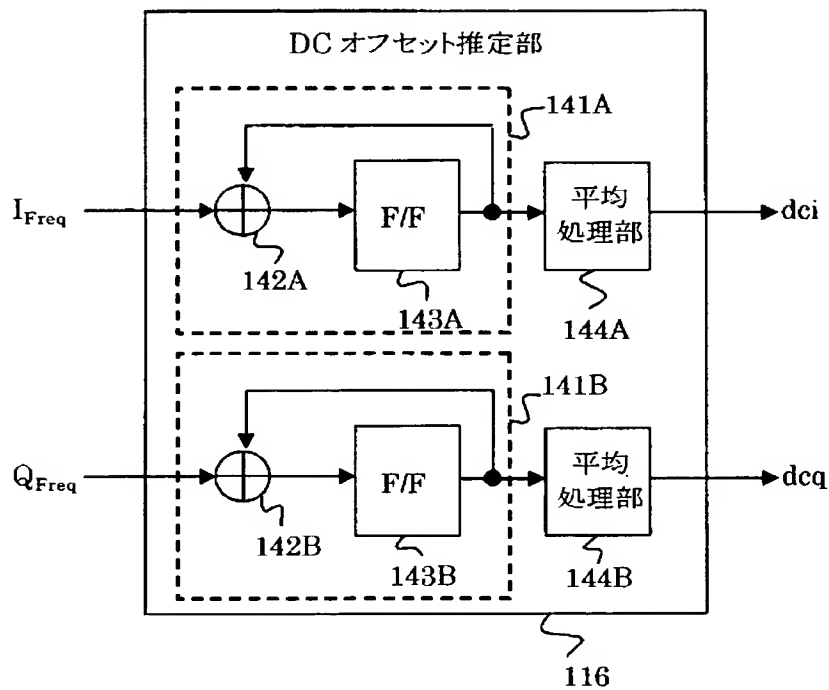
【図 13】

図13



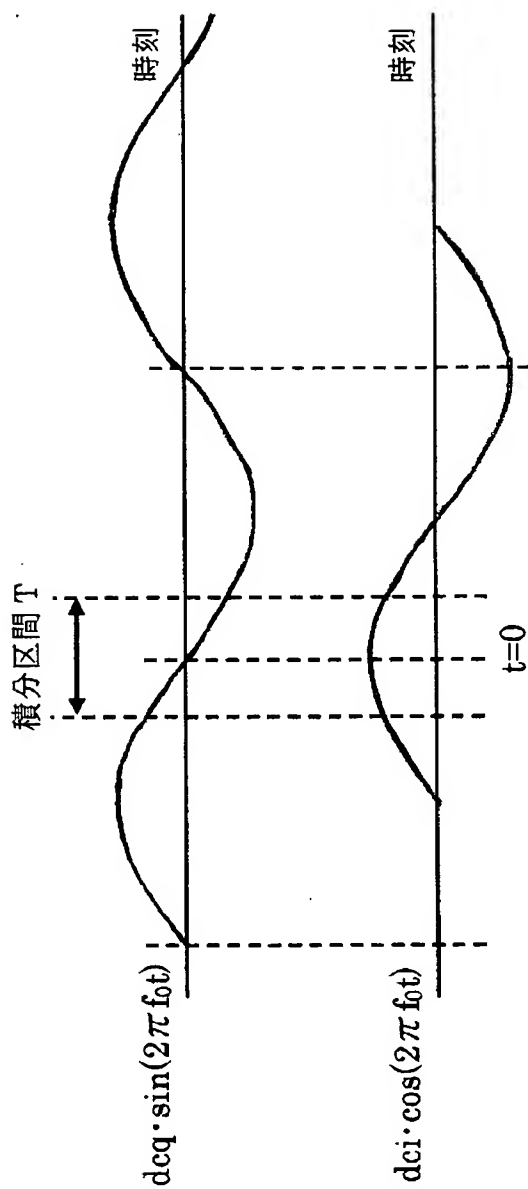
【図 14】

図14



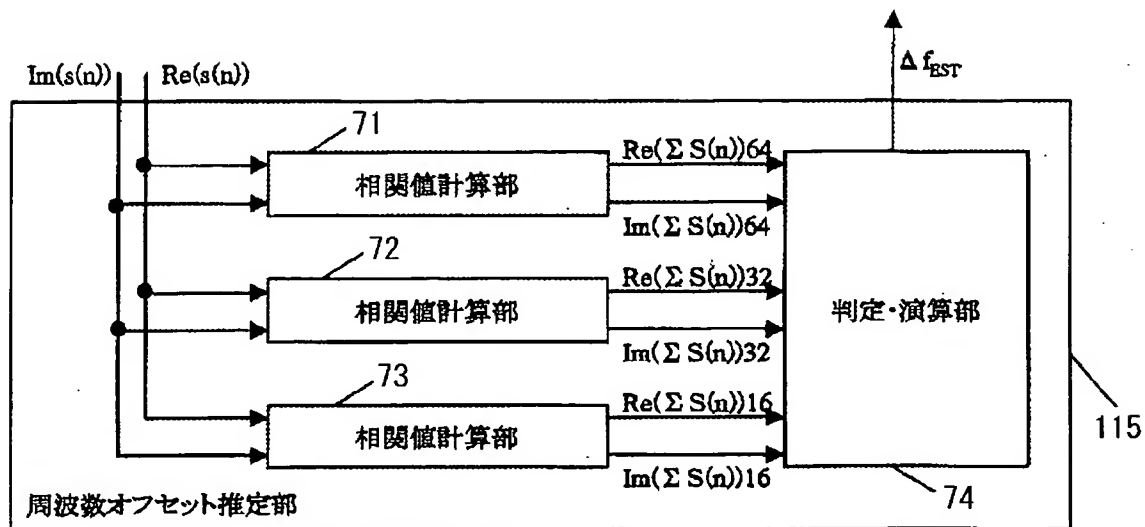
【図 15】

図 15



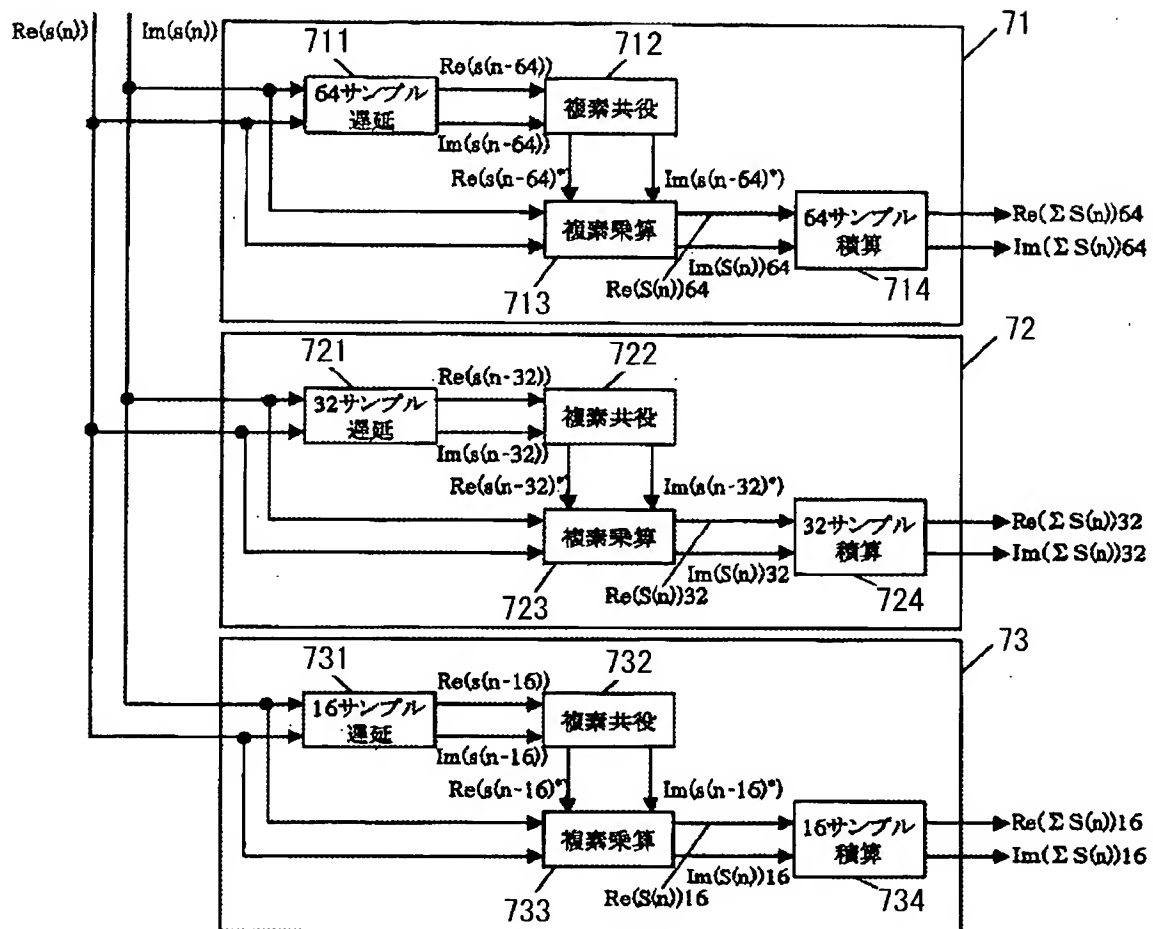
【図 16】

図 16



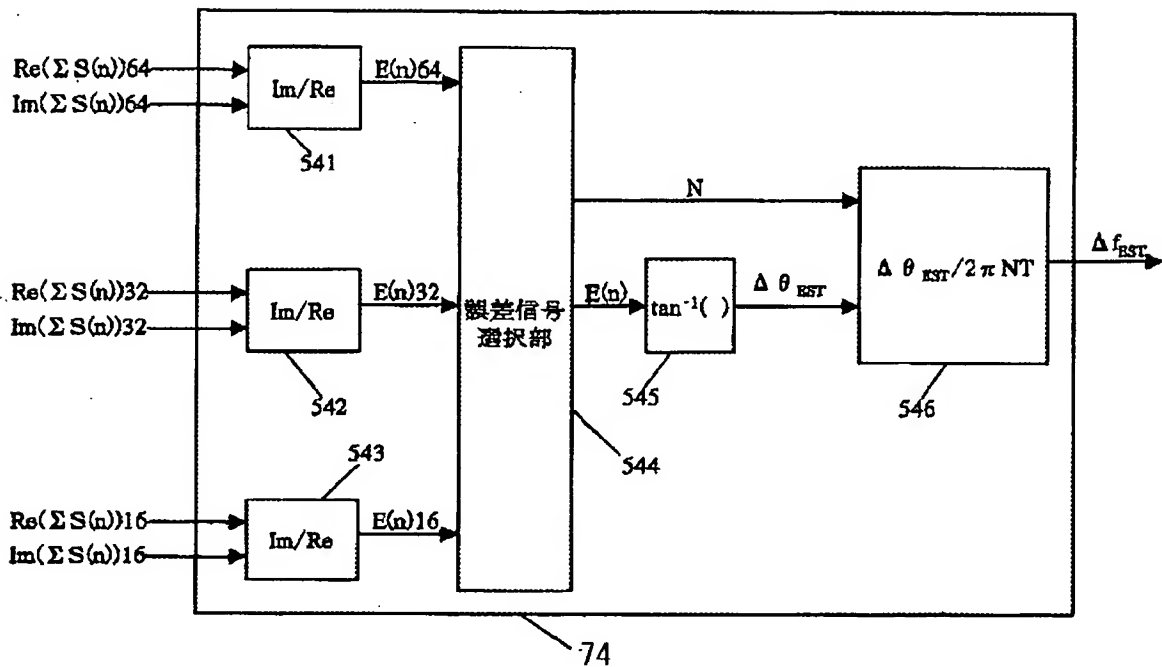
【図 17】

図 17



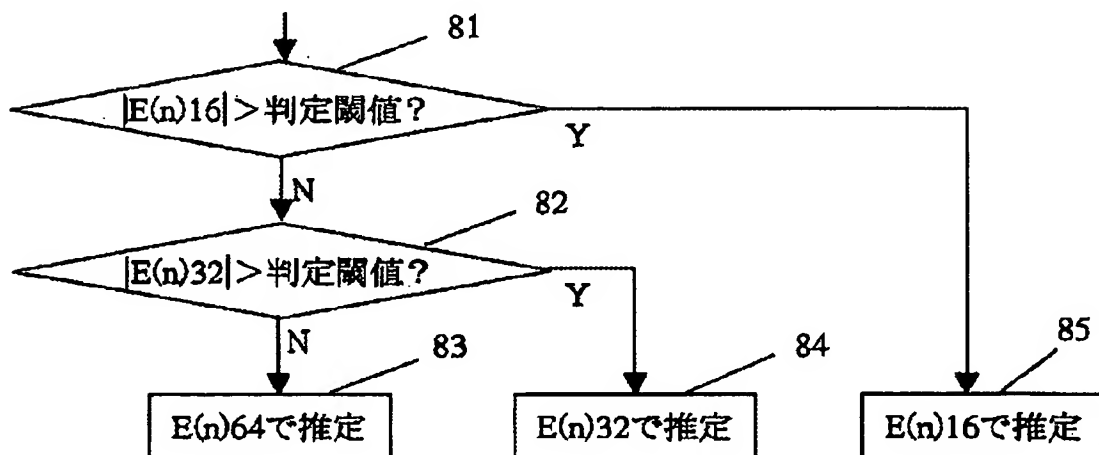
【図 18】

図 18



【図 19】

図 19



【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 ヌルシンボルが定義されていない OFDM パケットにおいて DC オフセットを推定し、その推定値に基づいて DC オフセット補正を可能にする。

【解決手段】 プリアンブルとそれに後続するデータ伝送用シンボルを有し前記プリアンブルのサブキャリア間隔が前記データ伝送用シンボルのサブキャリア間隔よりも広く設定されている OFDM パケットを入力する処理と、入力した前記プリアンブルを用いて受信側で発生する DC オフセットの推定を行う処理（1－3）と、入力したデータ伝送用シンボルに対し前記 DC オフセットの推定結果に基づく DC オフセットの補正を行う処理（1－4）と、DC オフセット補正が行われたデータ伝送用シンボルの復調を行う処理（1－6）と、を含む。

【選択図】 図 1

【書類名】 出願人名義変更届（一般承継）
【提出日】 平成16年 3月10日
【あて先】 特許庁長官殿
【事件の表示】
 【出願番号】 特願2003- 94842
【承継人】
 【識別番号】 503121103
 【氏名又は名称】 株式会社ルネサステクノロジ
【承継人代理人】
 【識別番号】 100089071
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 玉村 静世
 【電話番号】 03-5217-3960
【提出物件の目録】
 【包括委任状番号】 0308734
 【物件名】 承継人であることを証明する登記簿謄本 1
 【援用の表示】 平成15年4月11日付け提出の特許第3154542号の会社
 分割による特許権移転登録申請書に添付のものを援用する
 【物件名】 権利の承継を証明する書面 1
 【援用の表示】 同日提出の特願2003-89691の出願人名義変更届（一般
 承継）に添付のものを援用する

特願 2 0 0 3 - 0 9 4 8 4 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 1 0 8]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 3 1 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区神田駿河台 4 丁目 6 番地
氏 名	株式会社日立製作所

特願 2 0 0 3 - 0 9 4 8 4 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 0 3 1 2 1 1 0 3]

1. 変更年月日

2 0 0 3 年 4 月 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都千代田区丸の内二丁目 4 番 1 号

氏 名

株式会社ルネサステクノロジ